



## **Sistemas de comunicação espacial por *laser* para aplicações em Defesa**

**Jonathan de Campos Guimarães**

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em  
**Engenharia Eletrotécnica e de Computadores**

Orientadores: Prof. António Carlos de Campos Simões Baptista  
Prof. Maria João Marques Martins

### **Júri**

Presidente: Prof. Gonçalo Nuno Gomes Tavares  
Orientador: Prof. António Carlos de Campos Simões Baptista  
Vogal: Prof. Carlos Alberto Ferreira Fernandes

**Novembro 2015**



## Agradecimentos

Esta dissertação é o culminar de seis anos de trabalho e aprendizagem, em que muitos obstáculos foram superados. Como tal, agradeço profundamente a todos os que me apoiaram e fizeram parte deste percurso. Esta dedicatória é a estas pessoas dirigida.

Em primeiro lugar, agradeço a toda a minha família pelo incondicional apoio durante todo o meu percurso académico e, sobretudo, nesta minha passagem pela Academia Militar.

Agradeço a todos os professores e estabelecimentos de ensino que foram responsáveis pela minha formação académica, desde a Escola EB 1 da Serra, passando pela Escola EB 2 e 3 de Arco de Baúlhe, Externato S. Miguel de Refojos, Academia Militar e Instituto Superior Técnico.

Uma palavra de apreço à Academia Militar, por todo o apoio, compreensão e formação, formação essa de índole militar, académica, física e comportamental. A esta instituição manifesto a minha profunda gratidão.

Um agradecimento especial aos meus orientadores, Professor Doutor António Baptista e Professora Doutora Maria João Martins, pela orientação, pelo apoio e por todo o conhecimento transmitido na realização desta dissertação.

A todos os meus camaradas e amigos do curso de Transmissões, pelos bons momentos partilhados, pela ajuda e pela amizade. Ainda um pensamento especial para os meus grandes amigos: David Campos, César Alves, José Eduardo Teixeira, Vítor Oliveira, Aires D'Alva, que sempre foram fonte de ânimo, apoio e força ao longo de todo o meu percurso académico.

À minha grande amiga Catarina Lopes, um agradecimento sincero, pela sua boa disposição, força e apoio transmitidos ao longo desta dissertação.

Graças a todos aqueles aqui mencionados, hoje, olho para o passado com regozijo e orgulho pelo caminho percorrido e pelos resultados alcançados. Mais uma vez, a todos vocês, um muito obrigado.



# Resumo

Atualmente, a utilização dos satélites é indispensável para o nosso dia a dia, sendo que a sua aplicação surge em várias áreas da nossa sociedade. Como tal, e dada a sua importância, a sua evolução é uma grande prioridade da comunidade científica, de forma a estabelecer sistemas de comunicação cada vez mais eficientes.

Hoje em dia, as comunicações entre satélites e entre os satélites e a superfície terrestre utilizam predominantemente ligações por radiofrequência. As comunicações óticas em espaço livre começam agora a surgir como alternativa, oferecendo, entre outras vantagens, uma muito maior largura de banda. Assim, o futuro das comunicações via satélite será fortemente dependente da evolução dos sistemas de comunicação ótica.

Esta dissertação insere-se no estudo dos sistemas de intercomunicação ótica de satélites usando *lasers*. Tem como objetivo a análise e definição dos subsistemas emissor e recetor deste tipo de sistemas. Para além disso, desenvolveu-se também um programa de simulação do funcionamento do emissor e do recetor, que permitirá avaliar de forma expedita o impacto das alterações de parâmetros no desempenho do sistema.

**Palavras-chave:** satélites, comunicações óticas, *lasers*, sistemas de comunicação, radiofrequência.

# Abstract

Nowadays, the use of satellites is essential in everyday life affecting many areas of our society. Given the importance of satellite systems, their development is a great priority for the scientific community, namely to support the development of more efficient and powerful communication systems.

Currently, the majority of inter-satellites communications and between the satellite and ground stations uses the radiofrequency bands (RF). The free space optical communications are emerging as an alternative, providing, among other advantages, a much larger bandwidth, which is necessary to deal with increasingly larger amounts of data. The future of satellite communications will then be strongly dependent on developments in optical communication systems.

This thesis aims at the study of inter-satellite communication systems using *lasers*. Its purpose is to define and analyze the transmitter and the receiver subsystems for optical communication in free space. A simulation package was also developed, allowing the testing of various configurations of the transmitter and receiver circuits, in different working conditions.

**Key-words:** satellites, optical communications, lasers, communication systems, radiofrequency.

# Índice

<b>Agradecimentos .....</b>	<b>i</b>
<b>Resumo .....</b>	<b>iii</b>
<b>Abstract.....</b>	<b>iv</b>
<b>Lista de Figuras .....</b>	<b>vii</b>
<b>Lista de Tabelas.....</b>	<b>viii</b>
<b>Lista de Siglas e Acrónimos .....</b>	<b>ix</b>
<b>Lista de Símbolos .....</b>	<b>xi</b>
<b>1 Introdução .....</b>	<b>1</b>
1.1 Motivação e Objetivos .....	1
1.2 Estado da Arte.....	2
1.3 Estrutura da dissertação.....	5
<b>2 Os satélites, o sistema de comunicação e o ambiente espacial .....</b>	<b>6</b>
2.1 Tipos de satélites.....	6
2.2 Parâmetros das ligações óticas inter-satélites .....	8
2.3 Fiabilidade dos dispositivos eletrónicos no ambiente espacial.....	10
2.3.1 Incidência de radiação e partículas .....	10
2.3.2 Temperatura.....	13
2.3.3 Impacto de micrometeoritos .....	13
2.4 Tecnologias dos satélites de comunicação ótica .....	14
2.4.1 <i>Laser Communication Terminal</i> .....	14
2.4.2 Sistema PAT ( <i>Pointing, Acquisition and Tracking</i> ) .....	15
2.5 Conclusões do capítulo.....	17
<b>3 Sistema de Comunicação Ótico.....</b>	<b>18</b>
3.1 Modulador/Desmodulador - Técnicas de modulação .....	18
3.1.1 On-Off Keying (OOK) .....	19
3.1.2 Pulse Position Modulation (PPM) .....	21
3.2 Fonte Ótica: Laser .....	23
3.3 Antenas Óticas .....	24
3.4 Fotodetetor.....	25

3.4.1	Fotodíodo <i>pin</i> .....	26
3.4.2	Fotodíodo APD.....	28
3.4.3	Ruído na Fotodeteção .....	29
3.4.4	Comparação entre o fotodíodo <i>pin</i> e APD .....	33
<b>3.5</b>	<b>Amplificador Elétrico .....</b>	<b>33</b>
<b>3.6</b>	<b>Conclusões do capítulo.....</b>	<b>34</b>
<b>4</b>	<b>Simulador .....</b>	<b>36</b>
4.1	Desenvolvimento do simulador.....	36
4.2	Janela de simulação .....	37
4.3	Balanco energético do sistema.....	38
4.4	BER ( <i>Bit-Error Rate</i> ) .....	38
4.4.1	BER – Modulação OOK .....	40
4.4.2	BER – Modulação PPM.....	42
4.5	Conclusões do capítulo.....	42
<b>5</b>	<b>Ensaio realizado e comparação de resultados .....</b>	<b>43</b>
5.1	Exemplos Práticos de Simulação .....	43
5.2	Análise de Resultados e Conclusões .....	53
<b>6</b>	<b>Conclusões Finais e Perspetivas de Trabalho Futuro .....</b>	<b>55</b>
6.1	Conclusões Finais.....	55
6.2	Perspetivas de Trabalho Futuro .....	56
	Referências.....	58
	Anexo A – Tutorial do Simulador .....	62



# Lista de Figuras

Figura 2.1 - Representação dos diferentes tipos de órbita [18].	8
Figura 2.2 - Representação de um sistema de comunicação ótico tradicional [19].	9
Figura 2.3 - LCT de 2ª geração fabricado pela <i>Tesat-Spacecom</i> [25].	14
Figura 2.4 - Startracker [25].	16
Figura 2.5 - Representação de um algoritmo da fase de Aquisição [26].	17
Figura 3.1 - Diagrama de blocos de um sistema de comunicação ótico [7], [11], [12].	18
Figura 3.2 - Sinal PSK.	19
Figura 3.3 - Sinal OOK para impulsos NRZ [7].	20
Figura 3.4 - Níveis de potência [7].	20
Figura 3.5 - Exemplo de um sinal 4-PPM [7].	22
Figura 3.6 - Funcionamento da antena ótica para o emissor [29].	25
Figura 3.7 - Funcionamento da antena ótica para o recetor [29].	25
Figura 3.8 - Representação de um fotodíodo <i>pin</i> polarizado inversamente [33].	26
Figura 3.9 - Responsividade e eficiência quântica em função do comprimento de onda para fotodíodos <i>pin</i> de diferentes materiais [33].	27
Figura 3.10 - Representação da distribuição do campo elétrico ao longo da estrutura do APD nas regiões de avalanche e depleção [33].	28
Figura 3.11 - Circuito de polarização do fotodíodo [33].	31
Figura 4.1 - Janela de simulação do simulador.	37
Figura 4.2 - Funções densidade de probabilidade das amostras de tensão para os valores lógicos "0" e "1" [30].	39
Figura 4.3 - BER em função do fator "Q" [30].	41
Figura 5.1 - Configuração dos parâmetros do emissor.	43
Figura 5.2 - Configuração das perdas da ligação.	44
Figura 5.3 - Configuração do fotodetetor.	44
Figura 5.4 - Configuração do amplificador elétrico e igualador.	45
Figura 5.5 - Diagrama de Bode do amplificador elétrico e igualador.	45
Figura 5.6 - Gráfico da potência ótica incidente no fotodetetor.	46
Figura 5.7 - Sinal à saída do amplificador elétrico.	46
Figura 5.8 - Tensão das amostras para os níveis lógicos "0" e "1" e funções densidade de probabilidade.	47
Figura 5.9 - Resultados da simulação.	48
Figura 5.10 - Gráfico do desempenho do sistema em função da distância.	50
Figura 5.11 - Resultados da simulação.	50
Figura 5.12 - Resultados da simulação.	53
Figura A. 1 - Janela de simulação.	62

## Lista de Tabelas

Tabela 3.1 - Exemplos de <i>lasers</i> de estado sólido utilizados em ligações óticas inter-satélites [38], [39]. .....	24
Tabela 5.1 - Resultados obtidos em função da variação da distância da ligação. ....	49
Tabela 5.2 - BER em função do tipo de modulação. ....	51
Tabela 5.3 - Resultados obtidos em função da variação do tipo de material do fotodíodo APD... ..	52

## Lista de Siglas e Acrónimos

AOCS	Attitude and Orbit Control System
APD	Avalanche Photodiode
ARTEMIS	Advanced Relay and TEchnology MIssion Satellite
BER	Bit-Error Rate
BPSK	Binary Phase-Shift Keying
CNT	Carbon Nanotubes
CPA	Coarse Pointing Assembly
DBR	Distributed Bragg Reflector
DD	Displacement Damage
DEP	Densidade Espectral de Potência
DFB	Distributed Feed-Back
DGA	Direction Générale de L'Armement
DPSK	Differential Phase-Shift Keying
EMC	Ejeções de Massa Coronal
ESA	European Space Agency
FEL	Free-Electron Laser
FoR	Field-of-Regard
FSO	Free Space Optics
FUS	Frame Unit System
GCR	Galactic Cosmic Rays
GEO	Geostationary Earth Orbit
GPS	Global Positioning System
GSO	Geosynchronous Orbit
HEO	High Earth Orbit
HESO	Highly Elliptical Satellite Orbit
HTS	Heat Transport System
ITU	International Telecommunication Union
JAXA	Japan Aerospace Exploration Agency
JPL	Jet Propulsion Laboratory
LASER	Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation
LCT	Laser Communication Terminal
LED	Light Emitting Diode
LEO	Low Earth Orbit

LOLA	Liaison Optique Laser Aéroportée
MEO	Medium Earth Orbit
NRZ	Non-Return-to-Zero
OICETS	Optical Inter-orbit Communications Engineering Test Satellite
OOK	On-Off Keying
PAT	Pointing, Acquisition and Tracking
PPM	Pulse Position Modulation
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
RCLED	Resonant-Cavity Light Emitting Diode
RZ	Return-to-Zero
SEE	Single Event Effects
SEP	Solar Energetic Particles
SILEX	Semiconductor-laser Inter-satellite Link EXperiment
SNR	Signal-Noise Ratio
TID	Total Ionizing Dose
VCSEL	Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser

# Lista de Símbolos

$B_{e,3dB}$	Largura de banda elétrica a -3dB
$B_{e,n}$	Largura equivalente de ruído
$c$	Velocidade da luz
$d$	Distância da ligação
$d_a$	Diâmetro de abertura da antena ótica
$D_b$	Débito binário
$E_m$	Campo mínimo para a <i>ionização por impacto</i>
$F(M)$	Fator de <i>ruído de excesso</i> do fotodíodo APD
$F_n$	Fator de ruído do amplificador elétrico
$f_{\text{polo}}$	Frequência do pólo
$G_A$	Ganho do amplificador
GaAs	Arsenieto de Gálio
Ge	Germânio
$G_r$	Ganho da antena ótica de receção
$G_t$	Ganho da antena ótica de emissão
$h$	Constante de <i>Planck</i>
$i$	Região intrínseca
$i(t)$	Corrente elétrica
$I_{APD}$	Corrente média gerada pelo APD
$I_d$	Corrente escura ( <i>dark current</i> )
InGaAs	Arsenieto de Índio-Gálio
$I_p$	Corrente média primária gerada no fotodetetor
$i_q(t)$	Corrente de ruído quântico
$i_T(t)$	Corrente de ruído térmico
$k$	Número de bits enviados por símbolo para a modulação PPM
$k_B$	Constante de <i>Boltzmann</i>
$L_s$	Perdas em espaço livre
$M$	Ganho de avalanche
$m$	Ordem da modulação PPM
$n$	Material semiconductor dopado de impurezas com 5 eletrões de valência
$N_{be}$	Número médio de bits errados por erros de decisão
$p$	Material semiconductor dopado de impurezas com 3 eletrões de valência
$p(0)$	Probabilidade de ser enviado o valor lógico “0”

$P(0/1)$	Probabilidade de o circuito de decisão se decidir pelo valor lógico “0” quando foi enviado “1”
$p(1)$	Probabilidade de ser enviado o valor lógico “1”
$P(1/0)$	Probabilidade de o circuito de decisão se decidir pelo valor lógico “1” quando foi enviado “0”
$P(V/0)$	Função densidade de probabilidade das amostras de tensão para o valor lógico “0”
$P(V/1)$	Função densidade de probabilidade das amostras de tensão para o valor lógico “1”
$P_i$	Potência média do sinal à entrada do fotodetetor
$P_{\max}$	Potência do bit “1”
$P_{\text{med}}$	Potência média do sinal modulado
$P_{\min}$	Potência do bit “0”
$P_r$	Potência recebida
$P_{\text{csc}}$	Probabilidade do recetor escolher o intervalo correto da modulação PPM
$P_t$	Potência emitida
$Q$	Fator de qualidade
$q$	Carga de um eletrão
$r$	Razão de extinção
$R_0$	Responsividade sem ganho de avalanche ( $M=1$ )
$R_{\text{APD}}$	Responsividade APD
$R_L$	Resistência de carga
$\sqrt{S_c(f)}$	Raiz quadrada da densidade espectral de potência do <i>ruído de circuito</i>
$S_i$	Silício
$T$	Temperatura absoluta
$t_D$	Instante de amostragem
$T_s$	Duração do intervalo temporal do bit
$T_{\text{simb}}$	Duração do símbolo
$\nu$	Frequência
$v_n(t)$	Tensão de ruído
$V_0$	Tensão do valor lógico “0”
$V_1$	Tensão do valor lógico “1”
$V_D$	Tensão de decisão
$\eta$	Rendimento da antena ótica / Eficiência quântica
$\lambda$	Comprimento de onda

$\sigma_0^2$	Variância do ruído para o nível lógico “0”
$\sigma_1^2$	Variância do ruído para o nível lógico “1”
$\sigma_c^2$	Variância do <i>ruído de circuito</i>
$\sigma_n^2$	Variância total do ruído
$\sigma_q^2$	Variância do <i>ruído quântico</i>
$\sigma_T^2$	Variância do <i>ruído térmico</i>

# Capítulo 1

## 1 Introdução

### 1.1 Motivação e Objetivos

Os sistemas de comunicação por satélite têm evoluído significativamente ao longo da última década e, atualmente, são um elemento chave nos modernos sistemas de comunicação. Com o crescimento da procura de serviços, sobretudo dos serviços de comunicações móveis, televisão e Internet, estes sistemas de comunicação têm tido um progresso contínuo. Face a esta procura, estão permanentemente a ser feitos avultados investimentos, quer a nível governamental, quer a nível particular, para dar resposta à contínua evolução nesta área [1].

O forte investimento aplicado nesta área justifica-se pelo facto dos satélites terem inúmeras aplicações para o utilizador. Como exemplos, os satélites asseguram as telecomunicações, permitem realizar observações terrestres, da atmosfera e dos oceanos. São ainda fundamentais para a navegação (localização), investigação espacial e também desempenham um papel importante no auxílio à formação e ensino [1].

Também no âmbito da Defesa, as comunicações por satélite desempenham um papel fundamental. Na vertente militar, a capacidade de obter informação em tempo oportuno acerca do inimigo e do teatro de operações é fundamental para o cumprimento das missões. Em atividades desta natureza, a utilização de satélites permite a navegação das forças militares e a obtenção de imagens do teatro de operações facilitando, nomeadamente, o reconhecimento do terreno (numa operação militar o terreno é um elemento crucial para o sucesso da missão). Garante também as comunicações, essenciais para a coordenação das forças no campo de batalha, assim como a obtenção de informações meteorológicas atualizadas. A utilização de satélites no meio militar, constitui-se assim, nos dias de hoje, como um “elemento multiplicador do potencial de combate” [2]. Como aluno da Academia Militar e futuro oficial de Transmissões dos quadros permanentes do Exército Português é, portanto, muito motivador abordar este tipo de sistemas, que são de grande importância para o desempenho das forças militares nos mais diversos teatros de operações.

O aumento constante do tráfego nas redes de telecomunicações e da utilização da Internet exige um aumento da largura de banda utilizada, de modo a poder garantir uma boa qualidade nas comunicações. Deste modo, a necessidade de larguras de banda cada vez maiores, torna essencial o desenvolvimento de sistemas de comunicação óticos, tanto de base terrestre, como espacial. No caso das ligações inter-satélites e dos satélites com a Terra, apesar de já existirem alguns exemplos de utilização, o seu desenvolvimento está ainda numa fase preliminar, pelo que a utilização em larga escala não é ainda uma realidade [1], [3], [4]. A análise deste tipo de sistemas é alvo de estudo nesta dissertação.

Atualmente, a indústria de construção de satélites está a evoluir em vários aspetos. Por exemplo, a construção tradicional do satélite altamente especializado, personalizado e construído



gradualmente, está a dar lugar à construção de satélites em série, numa linha de montagem. Assim, inúmeros satélites são construídos num menor espaço de tempo. Outra questão está relacionada com o desenvolvimento dos painéis solares responsáveis pela produção de energia elétrica para o satélite. Com painéis de nova geração, que utilizam células de arsenieto de gálio (GaAs) (tecnologia mais eficiente do mercado atual), é possível atingir uma eficiência acima dos 30%, ao invés dos 15% (aproximadamente) dos painéis solares tradicionais. Com este avanço, acompanhado pela evolução dos sistemas de produção de energia, será possível incrementar a potência gerada por estes sistemas para valores na ordem dos 50 a 60 kW, valores muito superiores aos habituais 7 a 12 kW gerados pelos tradicionais satélites comerciais. Também a melhoria das respetivas baterias de íões de lítio têm sido alvo de investigação, de forma a acompanhar a evolução dos sistemas de produção de energia elétrica e a possibilitar a construção de satélites que aproveitem essa maior disponibilidade de energia. Posto isto, podem-se identificar vários dispositivos/tecnologias que serão fundamentais para a evolução dos sistemas de comunicação por satélites, tais como baterias, dispositivos de alta frequência (>20GHz), células solares de maior eficiência, sistemas de ligações com maiores ritmos de transferência de dados, circuitos eletrónicos mais resistentes à radiação e materiais mais leves, mais resistentes e com dissipação térmica mais eficaz [1].

Assim, a presente dissertação tem como objetivo estudar um sistema de intercomunicação de satélites usando *lasers* definindo os seus subsistemas emissor e recetor. O estudo previsto inclui também o desenvolvimento de um programa que permita a simulação do funcionamento do emissor e do recetor.

## 1.2 Estado da Arte

As comunicações óticas em espaço livre, FSO (*Free Space Optics*), referem-se à transmissão de dados por um feixe infravermelho, cujo meio de propagação é o espaço livre (ou o ar, no caso de ligações terrestres). Tal como nas fibras óticas, as técnicas FSO usam *lasers* para transmitir informação do emissor para o recetor, mas, no caso da fibra, a propagação do feixe luminoso ocorre num sistema de guiamento (propagação guiada) [5], [6].

Os sistemas de comunicação óticos em espaço livre começaram a desenvolver-se na década de 60 do século XX, aquando da invenção do *laser*. Nessa década, apesar das limitações tecnológicas da época, ocorreram as primeiras tentativas de se utilizarem sistemas FSO para as telecomunicações. No entanto, verificou-se que para ligações com um alcance de alguns quilómetros, a ligação ficava comprometida devido à atenuação atmosférica. Desta forma, dada a impossibilidade de criar ligações eficientes, a utilização deste tipo de ligações foi abandonada, e substituída pela propagação guiada por fibra ótica.

Contudo, no final de 1970, a ESA<sup>1</sup> (*European Space Agency*), juntamente com o JPL<sup>2</sup> (*Jet Propulsion Laboratory*), começaram a analisar as comunicações óticas em espaço livre com renovado interesse. O JPL efetuou investigações teóricas relativas à sensibilidade dos recetores óticos, enquanto que a ESA realizou as suas primeiras investigações relativas à utilização de *lasers* semicondutores para ligações inter-satélites. Nas décadas seguintes, foram feitos grandes avanços neste âmbito, sobretudo ao nível dos *lasers*, antenas óticas, sistemas de *tracking* dos satélites e recetores óticos (nomeadamente os fotodetetores). Esta evolução permitiu efetuar vários projetos de ligações óticas em espaço livre, quer em ambiente terrestre, como também em ambiente espacial [7].

A partir do século XXI, devido ao contínuo avanço tecnológico nos dispositivos de transmissão, sobretudo com o desenvolvimento de emissores *laser* de maior potência, e na receção, com a utilização de fotodetetores mais sensíveis, foram realizados inúmeros projetos com o objetivo de testar as ligações óticas em espaço livre. O projeto SILEX (*Semiconductor-laser Inter-satellite Link EXperiment*) iniciado em 1989 pela ESA conseguiu, em novembro de 2001, criar a primeira ligação ótica unidirecional entre dois satélites, ARTEMIS (*Advanced Relay and TEchnology MIssion Satellite*) e SPOT-4, permitindo que SPOT-4 enviasse para uma estação terrestre as imagens adquiridas por ARTEMIS quase em tempo real. A ligação possibilitava um ritmo de transferência de dados até 50 Mbps, sendo que a distância entre satélites era de cerca de 45000 km. Este projeto foi considerado um sucesso e constituiu-se como um marco na história das telecomunicações. Em 2005, um projeto desenvolvido pela JAXA (*Japan Aerospace Exploration Agency*) foi também bem sucedido. Este projeto, com a cooperação da ESA, permitiu o estabelecimento da segunda ligação ótica entre dois satélites, OICETS<sup>3</sup> e ARTEMIS, sendo a primeira ligação ótica bidirecional da história. Em 2006, foi desenvolvido pela DGA (*Direction Générale de L'Armement*) um projeto completamente inovador designado LOLA (*Liaison Optique Laser Aéroportée*) que tinha como objetivo o estabelecimento de uma ligação *laser* bidirecional entre um avião *Mystère 20* e um satélite geoestacionário. Genericamente, os testes realizados permitiram testemunhar uma ligação estabelecida em menos de 1 segundo, uma precisão de pontaria na ordem dos 0,5  $\mu$ rad e um ritmo de transferência de dados na ordem dos 50 Mbps [7], [8].

A partir de 2008, com o aparecimento de novos terminais óticos denominados LCT<sup>4</sup> (*Laser Communication Terminal*) desenvolvidos pela *Tesat-Spacecom*<sup>5</sup>, foi possível implementar ligações

---

<sup>1</sup> A Agência Espacial Europeia (ESA) é composta por 22 países (entre eles Portugal) e é a principal entidade europeia no que à investigação espacial diz respeito. A sua missão é desenvolver a capacidade espacial da Europa e assegurar que o investimento no espaço continua a trazer benefícios para os cidadãos da Europa e do mundo [50].

<sup>2</sup> Principal centro tecnológico norte-americano para a exploração robótica do Sistema Solar [49].

<sup>3</sup> Satélite japonês, originalmente chamado de KIRARI, foi posteriormente rebatizado em OICETS (*Optical Inter-orbit Communications Engineering Test Satellite*). Foi inicialmente programado para operar durante um ano, no entanto, esteve ativo ao longo de 4 anos. Terminou a sua operação em 2009 [48].

<sup>4</sup> Estes módulos serão alvo de análise no Capítulo 2 da presente dissertação.

<sup>5</sup> Empresa alemã que desenvolve e testa sistemas e equipamentos para telecomunicações via satélite. É, hoje em dia, uma das maiores empresas nesta área, quer na construção de LCT's, como também de equipamentos para satélites, sendo que mais de metade de todos os satélites de comunicação em órbita são equipados com produtos desta empresa [9].

ainda mais eficientes. Desde então, estes módulos têm sido constantemente aprimorados e testados em vários projetos, sendo que, atualmente são os módulos mais populares e mais utilizados nas comunicações óticas inter-satélites. O mais recente sucesso destes equipamentos ocorreu em novembro de 2014, com a primeira transmissão de imagens via *laser* a atingir uma velocidade superior a 1 Gbps. A ligação entre os satélites *Sentinel-1A* e *Alphasat*, separados por uma distância de 40000 km e com um ritmo de transferência de dados de 1,8 Gbps, permitiu abrir um novo capítulo na história das comunicações inter-satélites via *laser* [9], [10].

Assim, o futuro das telecomunicações será fortemente dependente da evolução dos sistemas de comunicação ótica, dado que oferecem grandes vantagens em relação às habituais ligações por radiofrequência (RF). A maior diferença entre as comunicações RF e as comunicações via *laser* está no comprimento de onda, isto é, as comunicações RF têm um comprimento de onda muito maior que as ligações via *laser* [11], [12].

Comparativamente com as ligações por RF, as ligações óticas oferecem inúmeras vantagens [5], [11], [13]:

- maior largura de banda e, como tal, a possibilidade de débitos binários mais elevados (na ordem dos Gbps);
- menor tamanho e peso do terminal;
- não requerem licenças para a sua implementação (em RF são necessárias, devido à requisição de frequências de transmissão);
- menor consumo de energia das antenas;
- maior segurança e resistência a interferências (devido à menor largura de feixe e maior diretividade);

Apesar de todas as vantagens inerentes às comunicações óticas via *laser*, há no entanto alguns problemas a ultrapassar para viabilizar a utilização intensiva desta tecnologia.

O estabelecimento deste tipo de comunicação requer uma ligação em linha de vista do emissor com o recetor. Nestas condições, desde que o emissor assegure a energia luminosa necessária, a comunicação é garantida. A troca de dados dá-se praticamente à velocidade da luz, uma vez que, e comparando com as ligações por fibra ótica, a velocidade da luz no ar é maior do que no vidro e próxima da velocidade da luz no vácuo. Por tal motivo, considera-se que as comunicações FSO são efetuadas à velocidade da luz no vácuo  $c = 3 \times 10^8$  m/s. No caso das ligações a analisar nesta dissertação, ligações inter-satélites, normalmente não se coloca o problema da linha de vista. Assim, o principal desafio deste tipo de comunicações é a precisão do feixe *laser* transmitido pelo emissor para os recetores óticos (na ordem dos  $\mu$ rad), pois o feixe emitido tem que ser criteriosamente direcionado para o recetor, para se ter uma ligação eficiente. Mais ainda, estes recetores podem estar a distâncias consideráveis, fazendo com que esta precisão necessária seja, por vezes, difícil de obter [5], [6].

### 1.3 Estrutura da dissertação

Para além deste, esta dissertação encontra-se dividida em mais 5 capítulos:

No segundo capítulo apresentam-se os tipos de satélites existentes, bem como os principais parâmetros que caracterizam um sistema de comunicação ótico de base espacial. Abordam-se também as limitações impostas pelo meio espacial nestes sistemas de comunicação.

No terceiro capítulo apresenta-se e analisa-se o diagrama de blocos *standard* de um sistema de comunicação ótico.

No quarto capítulo apresenta-se o simulador desenvolvido nesta dissertação, bem como algumas considerações matemáticas implementadas no mesmo.

No quinto capítulo efetuam-se testes com o simulador e procede-se à análise dos ensaios realizados e dos resultados obtidos.

No sexto e último capítulo apresentam-se as conclusões deste trabalho e a sugestão de trabalhos futuros que se possam realizar na sequência desta dissertação.

## Capítulo 2

### 2 Os satélites, o sistema de comunicação e o ambiente espacial

Neste capítulo serão apresentados os tipos de satélites existentes, bem como os principais parâmetros que caracterizam um sistema de comunicação ótico de base espacial. Serão também abordadas as limitações que o meio espacial impõe aos componentes eletrônicos dos satélites e à propagação das ondas eletromagnéticas. Por último, será feita uma abordagem às duas principais tecnologias que equipam os satélites de comunicação ótica atuais. No final deste capítulo serão apresentadas algumas conclusões referentes ao mesmo.

#### 2.1 Tipos de satélites

Atualmente, é vulgar a utilização de satélites artificiais na sociedade, visto que estes têm inúmeras aplicações para o utilizador. Dada a grande variedade de satélites existentes, estes podem ser classificados em duas categorias fundamentais: quanto à finalidade e quanto à órbita.

Quanto à finalidade, os satélites podem ser designados como:

- satélites de comunicação: são os mais conhecidos. Destacam-se por serem responsáveis pela receção e envio de sinais de telefone, Internet e televisão. Podem permitir acessos múltiplos, isto é, servir simultaneamente diversas estações terrestres de localidades ou mesmo de países diferentes;

- satélites meteorológicos: utilizados para o estudo e análise do clima do planeta, permitindo prever as condições meteorológicas nas diferentes partes do mundo. Por norma, estes satélites possuem câmaras que permitem fotografar as condições climáticas existentes, possibilitando obter informações ambientais, tais como: distribuição de nuvens, correntes marítimas dos oceanos e deteção de fenómenos meteorológicos (por exemplo, furacões);

- satélites de navegação: são satélites que enviam sinais por RF a recetores móveis em ambiente terrestre, aéreo (aviação) ou marítimo, permitindo determinar a localização geográfica do utilizador. O sistema de localização mais comum é o GPS (*Global Positioning System*) que consiste numa rede de 24 satélites em torno da Terra, a uma altitude de 20200 km. Este sistema é controlado pelos Estados Unidos, mas pode ser utilizado por todos que tenham um aparelho recetor;

- satélites científicos: executam missões de âmbito científico, sobretudo de exploração espacial. Permitem observar e obter informações de planetas, estrelas, meteoritos e outros corpos celestes;

- satélites de observação terrestre: analisam o planeta, com o objetivo de observar e controlar um conjunto de aspetos (alguns provocados pelo Homem), tais como: a temperatura,

desflorestação, efeitos da poluição, degelo das calotes polares e catástrofes naturais. Os mais conhecidos são os da série *Landsat*<sup>6</sup> [14];

- satélites militares: são usados para diversas missões, sobretudo de reconhecimento e vigilância, sendo também fundamentais no posicionamento e navegação. Alguma da sua atividade é de cariz secreto, dado que também executam missões de espionagem contra alvos de interesse. Contudo, muitos satélites não destinados a uso militar exclusivo, também servem, muitas vezes, para dar apoio em operações militares. Os satélites militares auxiliam as forças empenhadas na navegação e no posicionamento no campo de batalha, onde o conhecimento do terreno, bem como o seu aproveitamento, é essencial para o sucesso das missões. Estes satélites desempenham ainda tarefas de reconhecimento e vigilância, essenciais para se obterem informações sobre o potencial de combate<sup>7</sup> das forças inimigas, dos seus movimentos e ações, bem como garantir a segurança das nossas forças, evitando o efeito surpresa do adversário. Atualmente, o contínuo avanço tecnológico permitiu a miniaturização dos satélites militares. Com a utilização de satélites de reduzidas dimensões<sup>8</sup>, para além de se diminuir o custo de produção, permite-se que as missões de vigilância e espionagem tenham maior probabilidade de sucesso, uma vez que a sua deteção por parte do inimigo é dificultada [15], [16].

Quanto aos tipos de órbita, os satélites podem ter as seguintes:

- LEO (*Low Earth Orbit*): os satélites que percorrem uma órbita LEO encontram-se a uma altitude aproximada de 200 a 2000 km em relação à superfície da Terra. É a órbita utilizada pela maioria dos satélites de observação terrestre e militares (dado que conseguem observar a superfície da Terra de forma mais clara, pois não estão tão distantes), bem como por alguns satélites científicos e de comunicação;

- MEO (*Medium Earth Orbit*): os satélites que percorrem uma órbita MEO situam-se acima da altitude máxima da órbita baixa, 2000 km, e abaixo da altitude da órbita geostacionária, 35780 km. Desta órbita fazem parte satélites de comunicação, científicos e de navegação. A altitude mais comum nas órbitas MEO é de 20200 km, que corresponde a um período orbital de 12 horas, muito utilizada pelos satélites GPS;

- GEO<sup>9</sup> (*Geostationary Earth Orbit*): os satélites geostacionários encontram-se a uma altitude aproximada de 35780 km acima do equador. Estes satélites possuem a característica de concluir a sua órbita no mesmo período de rotação da Terra (24 horas), acompanhando o seu movimento de rotação. Como tal, giram à mesma velocidade angular da Terra e na mesma direção e, por conseguinte, mantêm a sua posição em relação ao nosso planeta. Esta particularidade facilita a comunicação dos satélites com as respetivas estações terrestres, pois estas não

---

<sup>6</sup> A série de satélites *Landsat* é constituída por 8 satélites, sendo que o primeiro foi lançado em julho de 1972 e o último, o *Landsat 8*, em fevereiro de 2013. Atualmente, apenas o *Landsat 8* se encontra em funcionamento [46].

<sup>7</sup> O potencial de combate é o valor resultante da combinação dos meios materiais com a força moral de uma unidade [47].

<sup>8</sup> Microssatélites (10-100 kg), Nanosatélites (1-10 kg), Picosatélites (0,1-1 kg) e Femtosatélites (<100 g) [15], [51].

<sup>9</sup> Normalmente, designam-se como órbitas geossíncronas (GSO, *Geosynchronous Orbit*), as órbitas cujos satélites têm o mesmo período de rotação da Terra, mas que não apresentam órbitas equatoriais ou que não se movem no mesmo sentido de rotação da Terra. Estes satélites diferem dos geostacionários porque, apesar de terem o mesmo período orbital de 24 horas, não são estacionários relativamente à Terra.

necessitam de movimentar as suas antenas para localizá-los. Fazem parte das órbitas geostacionárias a maioria dos satélites de comunicação e meteorológicos;

- HEO (*High Earth Orbit*): classificam-se como satélites HEO todos os satélites com altitude orbital superior à geostacionária (35780 km), bem como todos os satélites com órbitas elípticas (*Highly Elliptical Satellite Orbits*). As órbitas elípticas destacam-se por apresentarem baixas altitudes na posição de perigeu (por vezes inferiores a 1000 km) e elevadas altitudes na posição de apogeu (podem ser superiores a 35780 km). Têm a vantagem de cobrir zonas que os satélites geostacionários não conseguem (como as regiões polares), pois não se limitam a órbitas equatoriais. São utilizadas sobretudo para satélites de comunicação [17].

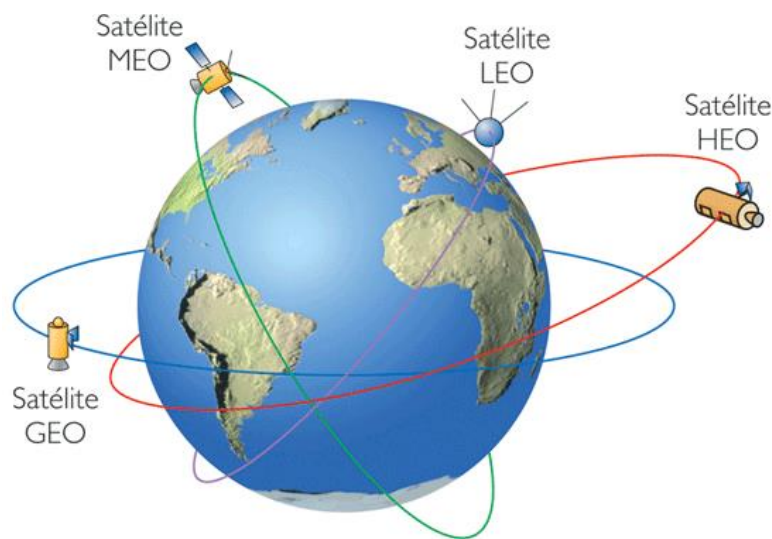


Figura 2.1 - Representação dos diferentes tipos de órbita [18].

De uma maneira geral, quanto maior for a altitude, mais estável é a órbita, devido à diminuição de interferências causadas pela densidade atmosférica e flutuações gravíticas. A estabilidade orbital dos satélites também é afetada pelos campos gravíticos de outros corpos celestes, como a Lua e o Sol, pelas radiações solares, pelo efeito da força centrífuga gerada pelo movimento de rotação da Terra, entre outros.

As órbitas de maior altitude permitem a obtenção de campos de visão maiores, mas em sentido inverso, numa diminuição do pormenor. É por esse motivo que os satélites de observação terrestre operam em órbitas terrestres baixas [2].

## 2.2 Parâmetros das ligações óticas inter-satélites

Na Figura 2.2 está representado um sistema de comunicação ótico tradicional, que envolve satélites LEO e GEO, bem como uma estação terrestre. A ligação entre satélites é realizada via *laser*, enquanto que a ligação entre o satélite GEO e a estação terrestre pode ser ótica ou por RF. Para esta última situação deve-se averiguar se a ligação ótica “satélite-Terra” é exequível,

sobretudo devido às atenuações na atmosfera e à precisão do feixe entre o satélite e a estação base. O motivo de ser o satélite GEO a comunicar com a estação terrestre, deve-se ao regime de estacionariedade deste tipo de órbita, o que facilita a comunicação entre ambos (tal como foi abordado na secção 2.1). A utilização de satélites LEO e GEO deve-se, principalmente, às funções que estes desempenham (observação terrestre, comunicação, missões científicas e militares) e, através da implementação de ligações óticas, a transferência de informação é realizada de forma mais rápida e mais segura [19].

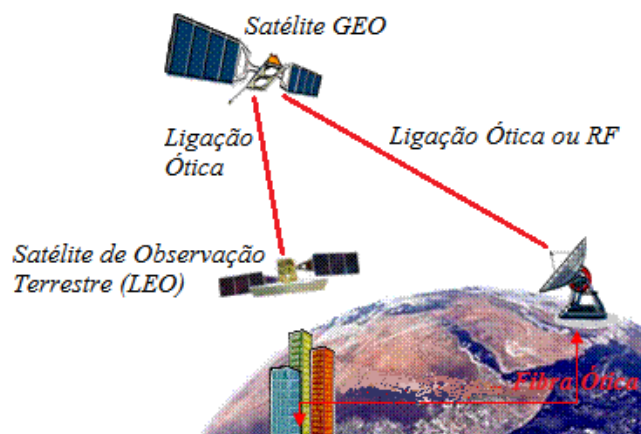


Figura 2.2 - Representação de um sistema de comunicação ótico tradicional [19].

As características do ambiente que envolvem os satélites também são influenciadas pela sua altitude. Um aspeto desde logo a ter em conta prende-se com a atmosfera terrestre. A atmosfera terrestre afeta a propagação da luz e, como tal, os seus efeitos devem ser tidos em consideração. Estes são evidenciados sobretudo em ligações “satélite-Terra” (ou vice-versa), devido ao facto que, em ligações deste tipo, o feixe ótico ultrapassa necessariamente a atmosfera. São três os efeitos atmosféricos mais relevantes que, do ponto de vista da atenuação, interferem na propagação do feixe ótico: atenuação geométrica e atenuação e turbulência atmosféricas. A atenuação geométrica consiste na crescente divergência do feixe ótico ao longo da sua propagação, devido à difração. Esta divergência faz com que apenas uma parte da energia do feixe incida sobre a área de receção da antena ótica e seja captada. A atenuação atmosférica traduz-se na absorção e dispersão de energia do feixe, devido à interação do mesmo com as diversas partículas presentes na atmosfera, tais como moléculas (vapor de água, dióxido de carbono, ozono, entre outras), gotículas de água e partículas em suspensão (poeiras). Por fim, a turbulência atmosférica resulta das variações do índice de refração da atmosfera, decorrentes das suas mudanças de temperatura. Estas variações originam perdas por deformação do feixe, uma vez que, ao longo da sua propagação, este vai sofrer desvios aleatórios na sua trajetória.



Contudo, em ligações inter-satélites que geralmente se efetuam a altitudes superiores 100 km<sup>10</sup>, os efeitos atmosféricos não são assinaláveis e, por esse motivo, considera-se que o canal de propagação do feixe é espaço livre [3], [4].

Relativamente à distância deste tipo de ligações, esta é, tipicamente, na ordem dos milhares de quilómetros, sendo que as mais comuns situam-se em torno dos 40000 km. Tal situação não impede que existam tecnologias para distâncias superiores à referida, como por exemplo, 80000 km. Para distâncias desta ordem de grandeza, só com ligações óticas se conseguem obter ligações com ritmos binários na ordem dos Gbps. Note-se que com o aumento da distância de ligação, maior é o nível de potência exigido ao emissor, bem como maior é a dificuldade em apontar com precisão o feixe ótico do emissor para o recetor.

Posto isto, a implementação deste tipo de ligações requer um conjunto de especificações e compromissos entre emissor e recetor, dos quais se destacam:

- Utilização do *laser* como fonte ótica: o feixe estreito e coerente garante uma menor degradação do mesmo ao longo da propagação;
- Potência de emissão: genericamente, atinge várias centenas de *miliwatts*, podendo chegar até aos 10 W, dependendo das necessidades e das características da ligação;
- Potência mínima no recetor: pretende-se uma potência mínima no recetor em torno dos *nanowatts*. Esta potência está relacionada com a sensibilidade dos recetores óticos atuais;
- Sistemas de apontamento, aquisição e seguimento (PAT - *Pointing, Acquisition and Tracking*): permitem apontar com precisão o feixe *laser* para o recetor, estabelecer a comunicação e seguir a sua trajetória. Estes sistemas serão alvo de análise ainda neste capítulo;
- Fiabilidade dos dispositivos eletrónicos em ambiente espacial: tendo em conta o ambiente espacial em que estão inseridos, isto é, elevados níveis de radiação e grandes amplitudes térmicas, os dispositivos eletrónicos que integram os satélites têm que garantir fiabilidade, sobretudo porque a manutenção e/ou substituição dos mesmos é muito difícil (quando possível) e com custos elevados. Este assunto será alvo de estudo no subcapítulo 2.3.

## **2.3 Fiabilidade dos dispositivos eletrónicos no ambiente espacial**

### **2.3.1 Incidência de radiação e partículas**

A crescente miniaturização dos dispositivos eletrónicos permite uma maior concentração dos mesmos numa só pastilha de silício. A necessidade de reduzir a energia média dissipada em

---

<sup>10</sup> Dado que a atmosfera não termina subitamente a uma altura específica (vai-se tornando mais fina e, consequentemente, os seus efeitos menos assinaláveis), convencionou-se como limite para a atmosfera terrestre a distância de 100 km acima do nível do mar. A este limite denominou-se *linha de Kármán* e separa portanto a atmosfera terrestre do espaço exterior.

cada um levou a que, entre outras alterações, tenha havido uma diminuição da tensão das fontes de energia ligadas aos circuitos. Deste modo, as margens de ruído dos circuitos lógicos diminuíram, tornando os circuitos mais vulneráveis aos efeitos da radiação “indesejada” existente no meio.

Como tal, o efeito da radiação e a incidência de partículas em dispositivos eletrônicos, sobretudo em ambiente espacial, deve ser tido em conta, visto que estes têm que garantir fiabilidade, não podendo ser vulneráveis às condições do ambiente em que estão inseridos. O critério da fiabilidade é fundamental, pois nos sistemas eletrônicos de baixo custo convencionais (ao nível terrestre), em caso de erro/avaria ou de eventual manutenção, é possível proceder-se à substituição do componente danificado. Em contrapartida, na eletrônica implementada em satélites, essa operação ou não é possível ou é de difícil execução e de elevado custo, devendo-se garantir um longo tempo de operação sem falhas que comprometam o sistema. Desta forma, os esforços para a eliminação, atenuação ou correção dos efeitos da radiação e da incidência de partículas sobre os dispositivos eletrônicos, têm vindo a ser intensificados de modo a aumentar o seu período de operação [20].

Relativamente à radiação eletromagnética e às partículas em ambiente espacial, existem diversas origens, das quais se destacam quatro:

- partículas capturadas pela geomagnetosfera, geralmente designadas *trapped particles*, e que se organizam em cinturas, as chamadas Cinturas de *Van Allen*. Consistem num conjunto de partículas, sobretudo eletrões e prótons, que são agrupadas em anéis ou cinturas por ação do campo magnético da Terra<sup>11</sup>. O seu nível energético ronda as dezenas de MeV<sup>12</sup>.

- o vento solar, proveniente da emissão contínua de partículas (eletrões e prótons) por parte do Sol que tem uma intensidade na ordem dos GeV;

- partículas energéticas solares (na literatura estrangeira designadas de SEP, *Solar Energetic Particles*) que podem ser provenientes de explosões solares<sup>13</sup> ou de ejeções de massa coronal<sup>14</sup> (EMC). Consistem em partículas de elevada energia (eletrões, prótons e iões pesados) que, por norma, atingem as dezenas de GeV.

- a radiação cósmica galáctica (na literatura estrangeira designada de GCR, *Galactic Cosmic Rays*), apesar de não ser muito comum, consiste num tipo de radiação energética muito alta que tem origem fora do Sistema Solar. As partículas que compõem este tipo de radiação deslocam-se a uma velocidade próxima da velocidade da luz e são altamente ionizantes. Esta radiação tem uma intensidade na ordem dos TeV [21], [22].

Os feixes de partículas e a radiação, que incidem nos circuitos, têm efeitos sobre os componentes eletrônicos, dos quais se destacam três efeitos fundamentais:

---

<sup>11</sup> Geralmente, existem duas cinturas, ocasionalmente até se dividem em três, que podem aumentar ou diminuir de acordo com a energia recebida proveniente do Sol. Por norma, a cintura interior encontra-se entre os 1000 e os 10000 km acima da superfície terrestre, enquanto que a cintura exterior situa-se entre os 15000 e 60000 km de altitude [44].

<sup>12</sup>  $1\text{eV} = 1,602 \times 10^{-19}\text{ J}$ .

<sup>13</sup> As explosões solares, ou *flares*, libertam quantidades enormes de energia que viajam em todas as direções do espaço à velocidade da luz [45].

<sup>14</sup> As ejeções de massa coronal libertam grandes quantidades de matéria numa única direção. As EMC consistem numa imensa nuvem de partículas magnetizadas que é lançada para o espaço, viajando a mais de 1 milhão de km/h [45].

- Dose Ionizante Total (TID - *Total Ionizing Dose*): principalmente causado pelas partículas presentes nas Cinturas de *Van Allen*, apresentando efeitos cumulativos causados pela dose depositada de diversas partículas, sejam elas prótons, elétrons, íons pesados, neutrões ou fótons nos dispositivos eletrônicos. Por exemplo, nos dispositivos semicondutores, a reduzida energia destas partículas não produz, instantaneamente, uma alta concentração de pares elétron-buraco que afetem diretamente o comportamento dos dispositivos. No entanto, produz um efeito cumulativo de cargas que leva à degradação dos parâmetros elétricos dos circuitos. No pior dos casos, o circuito elétrico pode deixar de funcionar corretamente.

- Dano por Deslocamento (DD - *Displacement Damage*): advém de partículas não-ionizantes provenientes da radiação que penetram nas camadas superiores dos circuitos dos dispositivos eletrônicos, provocando colisões atômicas internas e, por consequência, o deslocamento de átomos da sua posição de origem. Estas mudanças atômicas levam à formação de diversos defeitos cristalinos (alteração das propriedades dos circuitos), podendo causar falhas nos mesmos. Importante para o caso dos painéis solares, onde os DD reduzem gradualmente a potência de saída.

- Efeitos de Eventos Isolados (SEE – *Single Event Effects*): consistem em efeitos causados pela penetração de partículas ionizantes nos dispositivos eletrônicos semicondutores, capazes de criar uma quantidade de pares elétron-buraco suficientemente grande, de modo a causar perturbações na operação dos circuitos. De um modo geral, as partículas que causam SEE são íons pesados, tais como partículas alfa<sup>15</sup>, provenientes do Sol ou da radiação cósmica. Os SEE podem-se dividir em duas classes: destrutivos, que tornam o dispositivo inoperante de forma definitiva e os não-destrutivos, que geram interferências ou falhas momentâneas que podem ser corrigidas com a reinicialização do sistema [20].

Os problemas resultantes da incidência de partículas de alta energia e de radiação eletromagnética podem no entanto ser limitados. Existem três formas principais de tornar um sistema eletrônico inerte ou, pelo menos, de aumentar a sua robustez aos efeitos referidos:

- Redundância: a construção de circuitos redundantes de modo a que a mesma informação seja tratada em mais do que um circuito, levando a que as falhas oriundas da radiação sejam prontamente corrigidas pela lógica do sistema<sup>16</sup>;

- Blindagens: a utilização de blindagens para a proteção do sistema do contacto direto com o ambiente em que está inserido. Atualmente, um tipo de blindagens que está muito em voga são as realizadas com nanotubos de carbono (geralmente designados como CNT - *Carbon Nanotubes*), dado que possuem características extremamente importantes para este tipo de situações, nomeadamente as suas excelentes propriedades elétricas, mecânicas e térmicas. Caracteriza-se por ser um material muito resistente estruturalmente, mas que apresenta grande flexibilidade [20], [23], [24];

---

<sup>15</sup> As partículas alfa, normalmente representadas pela letra grega “ $\alpha$ ”, são partículas compostas por dois prótons e dois neutrões e são altamente ionizantes.

<sup>16</sup> Outro exemplo prático da aplicação de redundância em sistemas eletrônicos é na aviação. A maior parte dos aviões comerciais da atualidade utiliza redundância tripla nos seus sistemas.

- Construção do dispositivo: a construção de dispositivos eletrônicos que sejam mais resistentes à radiação. A construção deste tipo de dispositivos usando materiais mais resistentes à radiação, ao invés dos materiais tradicionais (como o silício ou o germânio) é também uma realidade e tem sido um constante alvo de investigação. Um exemplo desses materiais é o diamante, cujos testes permitiram concluir que os dispositivos, além de serem altamente resistentes a ambientes extremos, consomem menos energia e permitem operar a velocidades superiores à dos dispositivos baseados em silício [20], [25].

A escolha entre os três métodos tem em conta o custo e a aplicabilidade. Para além disso, para determinar a melhor forma de tornar os efeitos da radiação menos prejudiciais, deve-se averiguar, para um dado dispositivo, quais os efeitos predominantes a que está submetido, qual a sua probabilidade de ocorrência e qual o prejuízo causado. No entanto, tal só é possível, com o conhecimento da altitude de trabalho (tipo de órbita), bem como do período expectável de operação [20].

### **2.3.2 Temperatura**

A temperatura no espaço não é uniforme e depende da região do espaço. De maneira geral, quanto mais próximo dos astros, maior é a temperatura. Assim, à medida que a presença de matéria diminui, a temperatura também acompanha esta tendência. No vácuo total (ausência de matéria), a temperatura atinge os 272°C negativos, isto é, um grau acima do zero absoluto (0 Kelvin). No entanto, no espaço interestelar, em que o vazio absoluto não é uma realidade (existem gases, poeiras e matéria), a temperatura varia. Nas habituais órbitas de satélites (LEO, MEO e GEO), que se encontram a milhares de quilómetros de altitude, a variação térmica é muito elevada, podendo atingir a gama de -150°C a 100°C. Esta variação depende de vários fatores, nomeadamente da distância ao Sol, presença abundante ou não de matéria e do nível de radiação. Como tal, é difícil estabelecer um valor médio exato para a temperatura, considerando-se como referência, por norma, a amplitude térmica acima referida. Esta amplitude térmica é incomportável para praticamente todos os dispositivos eletrônicos e, por isso, é necessário protegê-los. Neste caso, e tal como no caso da proteção contra a radiação e partículas de alta energia, a utilização de blindagens é a principal forma de proteger os equipamentos eletrônicos.

### **2.3.3 Impacto de micrometeoritos**

O impacto de meteoritos de reduzidas dimensões em satélites, apesar de ser raro, não é de todo impossível. Estes impactos são difíceis de prever e podem ter consequências críticas, como por exemplo, levar à inoperância do satélite. Trata-se de uma situação característica deste tipo de ambiente e que deve ser tida também em conta na abordagem às ligações óticas inter-satélites.

## 2.4 Tecnologias dos satélites de comunicação ótica

Como já foi analisado neste capítulo, as ligações óticas entre satélites caracterizam-se por serem ligações complexas e que apresentam as suas próprias limitações. Por esse motivo, e de modo a melhorar a eficiência das ligações, é natural o aparecimento de tecnologias que contribuam para a evolução e o melhor desempenho destes sistemas de comunicação. Nesta secção serão abordadas as duas principais tecnologias que caracterizam os satélites de comunicação ótica: o LCT (*Laser Communication Terminal*) e o sistema PAT (*Pointing, Acquisition and Tracking*).

### 2.4.1 *Laser Communication Terminal*

O LCT consiste num conjunto de elementos necessários para a realização de uma ligação ótica, incluindo equipamentos e circuitos elétricos, o *laser*, a antena ótica, bem como um computador que controla o funcionamento dos equipamentos. Este tipo de dispositivos equipa a maioria dos satélites de comunicação via *laser* mais recentes, nomeadamente os emissores. Atualmente, existem várias empresas que desenvolvem e testam os seus próprios LCT's, não havendo, por isso, um módulo de utilização genérico. No entanto, os módulos LCT fabricados pela companhia alemã *Tesat-Spacecom* são, hoje em dia, dos mais populares e mais utilizados. De seguida, como exemplo, serão abordados os principais elementos de um módulo LCT fabricado pela empresa acima referida.

Um LCT é composto por uma série de elementos (Figura 2.3), que estão implementados numa FUS (*Frame Unit System*). A FUS é a placa base sobre a qual estão implementados todos os outros elementos, essenciais para o funcionamento do LCT. Nesta placa, está também implementado parte do HTS (*Heat Transport System*), que é um sistema de recolha de energia que necessita de ser dissipada para o exterior do LCT. Esta dissipação de energia efetua-se por intermédio de um condensador, que se constitui como a principal interface térmica entre o LCT e o satélite, permitindo um controlo da temperatura da FUS sob diferentes condições ambientais e energéticas [26].

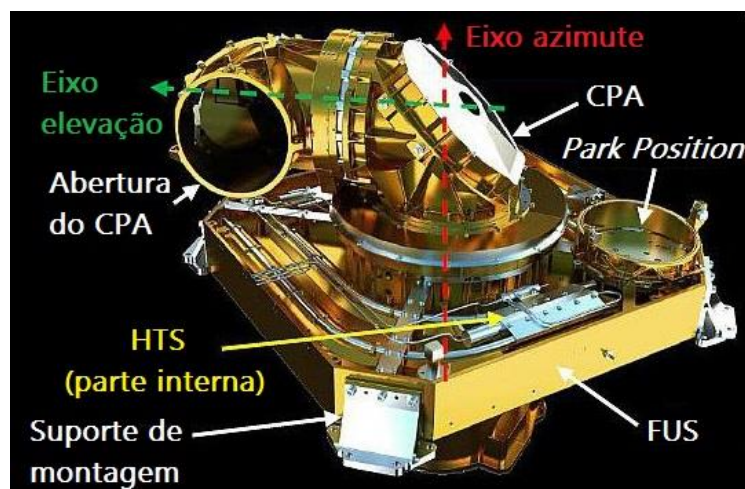


Figura 2.3 - LCT de 2ª geração fabricado pela *Tesat-Spacecom* [25].

A zona “*park position*” é destinada aos períodos de não operabilidade do LCT, com o objetivo de proteger a parte ótica do meio envolvente. Os suportes de montagem, num total de quatro, têm a função de fixar o dispositivo ao satélite hospedeiro. O CPA (*Coarse Pointing Assembly*) corresponde ao sistema PAT (*Pointing, Acquisition and Tracking*) do LCT [26].

#### 2.4.2 Sistema PAT (*Pointing, Acquisition and Tracking*)

O sistema PAT é responsável por apontar com precisão o feixe *laser* para o alvo e seguir a sua trajetória. Todavia, o estabelecimento de uma ligação entre um satélite emissor e um recetor não é um processo trivial, e só é possível se for atingida uma elevada precisão do feixe emitido, bem como uma elevada estabilidade no processo de direccionar o mesmo. Por tal motivo, estes sistemas são fundamentais para o sucesso de uma ligação inter-satélite.

O CPA, neste caso específico, permite variar o azimute e a elevação<sup>17</sup>, de forma a permitir que o feixe ótico possa ser apontado com precisão para o recetor durante uma ligação. Como tal, é através do CPA que, combinando as movimentações deste sistema tridimensional, é possível apontar para um alvo com precisão e seguir a sua trajetória. Genericamente, os sistemas PAT, tal como o próprio nome indica, operam em três fases distintas no estabelecimento da ligação [26].

A primeira fase, a fase de apontar (*pointing*), é executada pelo apontador *laser* do emissor. Este, tendo em conta a posição, altitude e velocidade, tanto do satélite recetor como do satélite hospedeiro, envia um sinal de reconhecimento<sup>18</sup> de forma a efetuar um varrimento do seu campo de visão<sup>19</sup>, com o objetivo de detetar o seu parceiro de comunicação. Enquanto decorre esta fase, o satélite recetor, com as informações que possui, determina a área de incerteza da possível localização do emissor. Quando o recetor recebe o sinal de reconhecimento do emissor, toma conhecimento que este está pronto para iniciar a comunicação. Dá-se, então, início à fase de aquisição (*acquisition*). Nesta fase, após o recetor ter recebido o sinal, deve detetar a direção do mesmo, corrigir a sua posição e emitir um feixe de comunicação para o satélite emissor. Este, ao recebê-lo, para de enviar o sinal de reconhecimento, corrige a sua posição e envia também o seu feixe de comunicação. Está, então, estabelecida a comunicação. Por fim, segue-se a fase de seguimento (*tracking*), em que o objetivo é manter o feixe *laser* emissor orientado para o recetor, com a máxima precisão. Para tal, o CPA efetuará os ajustes necessários ao feixe através do seu sistema de eixos, de acordo com a movimentação dos dois satélites responsáveis pela comunicação [26], [27], [28].

Contudo, o processo de PAT necessita ainda dos seguintes requisitos:

- Referência exata de tempo absoluto: o início do processo tem que ser perfeitamente sincronizado entre os dois LCT's envolvidos na ligação. O valor de referência máximo é de 0,5 segundos;

---

<sup>17</sup> O eixo de azimute é perpendicular à placa de base FUS e o eixo de elevação é perpendicular ao eixo de azimute.

<sup>18</sup> Designado na literatura estrangeira como *beacon signal*.

<sup>19</sup> Designado na literatura estrangeira como *Field-of-Regard* (FoR).

- Conhecimento exato da posição orbital dos satélites: neste âmbito, atualmente, existem já equipamentos que permitem ao satélite ter o conhecimento exato da sua posição. Um deles é o *Startracker* (Figura 2.4), que permite obter a localização de um satélite através da análise das estrelas que o envolvem. Para tal, este tipo de equipamento vem provido de um catálogo interestelar que utiliza como guia de orientação. Trata-se de um equipamento leve, de baixa potência, resistente à radiação e compactado num só bloco. Estas características são fundamentais nestes sistemas adjacentes aos satélites, minimizando possíveis interferências na missão principal do satélite hospedeiro.



Figura 2.4 - *Startracker* [25].

- Exatidão da fase de apontar (*pointing*): o desempenho nesta fase é influenciado por vários aspetos, como por exemplo, o alinhamento inicial, a estabilidade e desempenho dos sensores AOCS<sup>20</sup> (*Attitude and Orbit Control System*), as condições ambientais envolventes, entre outras.

- Estabilidade de pontaria: o LCT exige uma estabilidade na ordem de 1  $\mu$ rad, que é 10 a 100 vezes mais rigorosa do que é conseguido no pior caso nos satélites convencionais.

- O LCT necessita também de proteção relativamente ao meio envolvente, sobretudo a radiação e micrometeoritos [26].

#### 2.4.2.1 Algoritmo PAT

Um exemplo de um algoritmo de aquisição está representado na Figura 2.5, onde se pode ver que o sinal de reconhecimento do emissor é alargado de tal modo, que é capaz de iluminar o recetor a partir de qualquer posição da área de incerteza (fase de apontar). No início do processo de aquisição, a antena do recetor aponta para o centro da área de incerteza. De seguida, inicia a sua pesquisa espacial por esta zona, através de uma procura em espiral. Quando o emissor é encontrado, a procura é terminada e é enviado o feixe de comunicação para o estabelecimento da ligação, tal como foi acima descrito [27].

---

<sup>20</sup> Trata-se de um sistema de controlo que fornece informações e monitoriza todas as ações do satélite, a partir do momento em que se separa do veículo de lançamento.

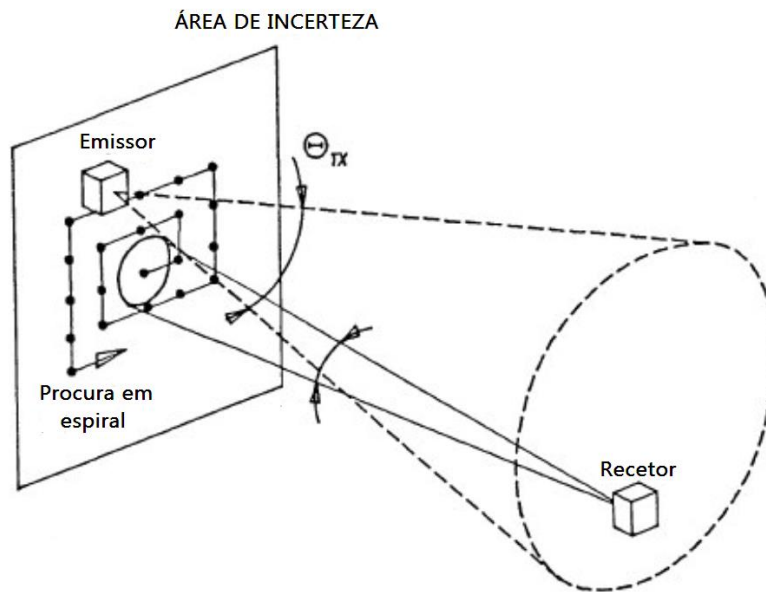


Figura 2.5 - Representação de um algoritmo da fase de Aquisição [26].

## 2.5 Conclusões do capítulo

Neste capítulo verificou-se que as ligações óticas inter-satélites são, de facto, ligações complexas e que apresentam as suas próprias particularidades, sobretudo devido à altitude a que se encontram os satélites, às longas distâncias das ligações e ao ambiente em que se efetuam as mesmas. Por esse motivo, foi desenvolvido com base na presente dissertação, um simulador que permite um dimensionamento mais fácil de ligações deste tipo e que possibilita a variação de diversos parâmetros que caracterizam estes sistemas de comunicação.

Verificou-se que o ambiente espacial em que os satélites estão inseridos afeta a fiabilidade dos dispositivos eletrónicos. A incidência de radiação e de partículas nestes dispositivos, o impacto de micrometeoritos e as elevadas amplitudes térmicas são condicionantes que podem levar à inoperância dos circuitos eletrónicos. Contudo, e como se analisou, existem sobretudo três técnicas de tornar o sistema imune ou, pelo menos, de aumentar a sua robustez a estas condições adversas: redundância dos circuitos, utilização de blindagens e construção de circuitos eletrónicos com materiais mais resistentes.

Dada a complexidade e os requisitos exigidos neste tipo de sistemas de comunicação, é natural surgirem avanços tecnológicos neste âmbito. O aparecimento de tecnologias como os LCT's ou os sistemas PAT são exemplos de que o avanço tecnológico nos sistemas de comunicação por satélite é uma realidade. A implementação deste tipo de tecnologias permite a realização de ligações mais eficientes.

No próximo capítulo será abordado o diagrama de blocos de um sistema de comunicação ótico *standard*.



## Capítulo 3

### 3 Sistema de Comunicação Ótico

Um sistema de comunicação ótico é formado por um sistema emissor, um recetor e um canal de propagação do sinal, que depende do tipo de ligação efetuada, podendo ser a atmosfera ou o espaço livre. Contudo, e tal como foi referido no capítulo anterior, nas ligações óticas inter-satélites considera-se que o canal de propagação é o espaço livre (sobretudo para órbitas com altitude elevada).

Tradicionalmente, a função do emissor ótico é converter um sinal elétrico (que codifica a informação a transmitir) num sinal ótico, que será responsável pela transmissão dos dados para o recetor. Por sua vez, o recetor, para além de converter a informação do domínio ótico para o domínio elétrico, tem ainda a função de processar devidamente o sinal elétrico de forma a recuperar a informação transmitida com o mínimo de erros possível.

Na Figura 3.1 está apresentado o diagrama de blocos *standard* de um sistema de comunicação ótico.

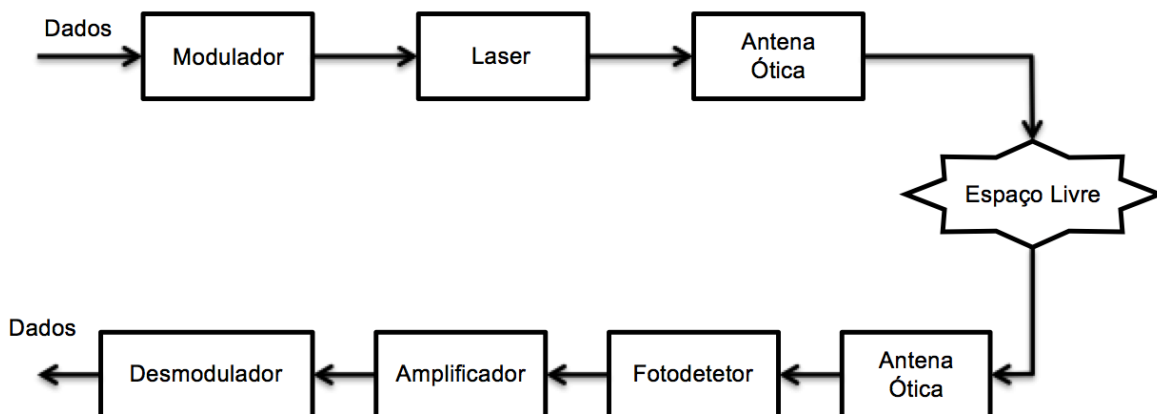


Figura 3.1 - Diagrama de blocos de um sistema de comunicação ótico [7], [11], [12].

#### 3.1 Modulador/Desmodulador - Técnicas de modulação

A modulação e a desmodulação são executadas no domínio elétrico. O modulador intervém na definição do sinal emitido pelo *laser*, convertendo os dados a transmitir num formato normalizado estabelecido [29].

Nas ligações óticas inter-satélites mais recentes, as técnicas de modulação mais utilizadas baseiam-se na técnica PSK (*Phase-Shift Keying*) [30].

A modulação PSK baseia-se nas variações de fase do sinal modulado para a transmissão dos diferentes bits. Como se pode ver na Figura 3.2, cada transição do sinal NRZ (*Non-Return-to-Zero*), de “0” para “1” ou de “1” para “0”, corresponde a uma variação de fase de 180° no sinal PSK.

Quando o sinal apresenta continuamente a mesma fase, significa que o bit transmitido é igual ao anterior. Este caso específico de modulação PSK denomina-se BPSK (*Binary Phase-Shift Keying*).

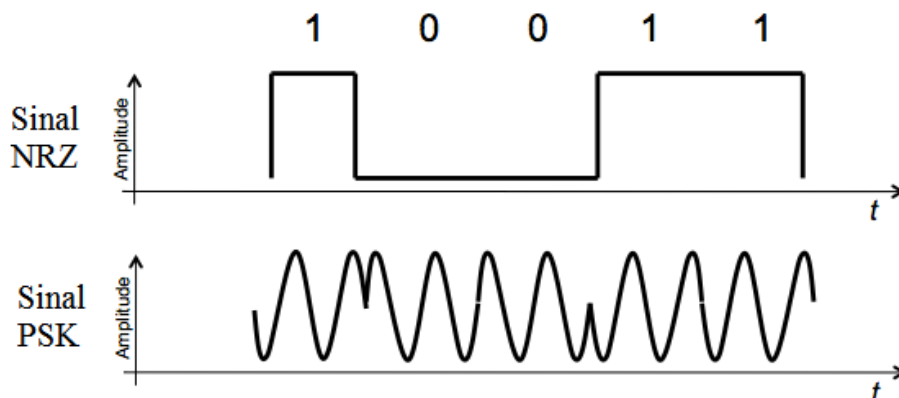


Figura 3.2 - Sinal PSK.

Existem várias técnicas de modulação derivadas da técnica PSK. As normalmente implementadas, para além da BPSK, são a DPSK (*Differential Phase-Shift Keying*) e a QPSK (*Quadrature Phase-Shift Keying*). Relativamente à técnica DPSK, apesar de ser muito semelhante à BPSK, a variação de fase só ocorre quando é enviado um bit “0”. Assim, a cada bit “0” enviado, corresponde uma variação de fase que, por norma, é de  $180^\circ$ . No caso da modulação QPSK, que se trata de uma técnica mais complexa que as anteriores, são utilizados parâmetros de fase e de quadratura na onda modulada, permitindo transmitir mais bits por símbolo. Através desta técnica, diferentes fases correspondem a diferentes símbolos, podendo-se enviar mais que um bit por símbolo. Por exemplo, no caso de se enviar 2 bits por símbolo, terão que ser estabelecidas 4 fases diferentes (sequências “00”, “01”, “10”, “11”) [31], [32].

Para além destas técnicas, existem outras menos complexas e utilizadas sobretudo em sistemas mais simples, tais como a *On-Off Keying* (OOK) e a *Pulse Position Modulation* (PPM). Além de serem técnicas menos complexas, caracterizam-se também pela maior fiabilidade e menores custos de implementação. Estas técnicas de modulação serão seguidamente analisadas em detalhe, visto terem sido aquelas que, devido à sua menor complexidade, foram implementadas no simulador.

### 3.1.1 On-Off Keying (OOK)

A modulação OOK pode ser considerada como um caso especial de modulação em amplitude. Como se pode ver na Figura 3.3, consiste numa técnica binária em que cada intervalo temporal,  $T_s$ , corresponde a um bit. O bit “1” é indicado pela presença de um impulso *laser*, enquanto que o bit “0” é indicado pela ausência de sinal. Os impulsos terão que ser obrigatoriamente unipolares, do tipo NRZ, isto é, o impulso tem a mesma duração do período do bit, ou RZ (*Return-to-Zero*) em que o impulso tem uma duração inferior ao período do bit. Por norma, os impulsos do tipo NRZ são mais utilizados, dado que, para além de serem mais simples,

necessitam de uma menor largura de banda no fotodetetor [33]. Por este motivo, nesta dissertação serão considerados impulsos do tipo NRZ.

Será o recetor que no processo de desmodulação, verificará, a cada  $T_s$  segundos, se chegou um sinal “0” ou “1” [7].

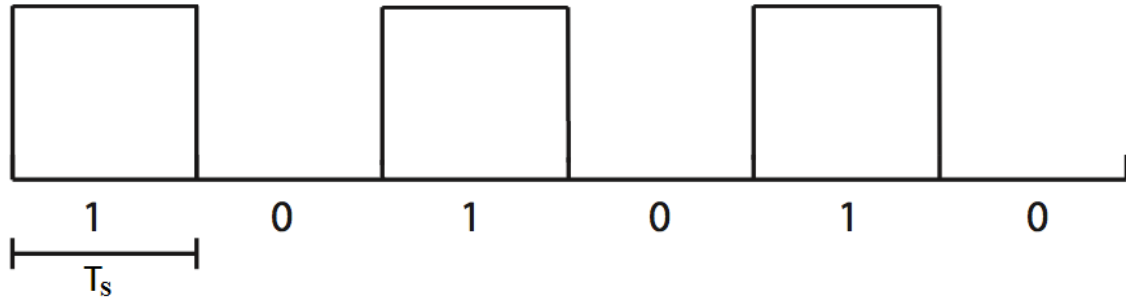


Figura 3.3 - Sinal OOK para impulsos NRZ [7].

O intervalo temporal,  $T_s$ , pode ser calculado pela seguinte expressão:

$$T_s = 1 / D_b \quad (3.1)$$

onde  $D_b$  é o débito binário (bps).

Na Figura 3.4 estão definidos os níveis de potência do sinal *laser*. De notar que a potência relativa ao bit “0” ( $P_{\min}$ ), não corresponde a uma potência nula, não se aplicando, por isso,

$$P_{\max} = 2P_{\min}.$$

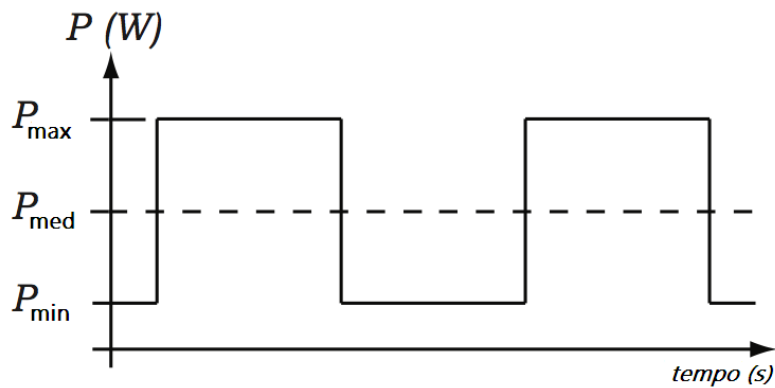


Figura 3.4 - Níveis de potência [7].

Assim, a relação entre a potência máxima,  $P_{\max}$ , e a potência mínima,  $P_{\min}$ , é dada pela razão de extinção<sup>21</sup> (*extinction ratio*), e é calculada a partir da seguinte expressão [32]:

<sup>21</sup> “A designação razão de extinção pode ser atribuída ao facto de ela quantificar quando (ou indicar se) a potência ótica para o zero lógico se extingue” [34].

$$r = \frac{P_{\min}}{P_{\max}} \quad (3.2)$$

em que  $P_{\min} < P_{\max}$ , fazendo variar a razão de extinção entre  $0 < r < 1$ <sup>22</sup>.

Idealmente, a razão de extinção assumiria o valor nulo (caso a potência mínima fosse igual a zero), no entanto, a ITU (*International Telecommunication Union*) recomenda para o valor mínimo da razão de extinção, o valor de 0,152.

Paralelamente, a potência máxima e mínima também podem ser obtidas a partir da potência média,  $P_{\text{med}}$ , e da razão de extinção,  $r$ , obtendo-se as seguintes expressões [34]:

$$P_{\max} = \frac{2P_{\text{med}}}{1+r}; \quad P_{\min} = \frac{2P_{\text{med}}}{1+r} \times r \quad (3.3)$$

Na modulação OOK, a potência média é dada por [7]:

$$P_{\text{med}} = \frac{P_{\max}}{2}(1+r) \quad (3.4)$$

Esta técnica de modulação apresenta algumas vantagens e desvantagens. A principal vantagem é que se trata de uma técnica de implementação simples e barata. Contudo, e como se trata de um tipo de modulação em amplitude, é sensível aos efeitos de atenuação do canal de propagação, sendo por isso pouco eficiente em ambientes com muitas perdas (por exemplo, a atmosfera).

### 3.1.2 Pulse Position Modulation (PPM)

A modulação PPM consiste na divisão do tempo atribuído à transmissão de um símbolo em  $m$  intervalos temporais iguais ( $m$  é a ordem de modulação). Para representar um determinado símbolo, é enviado um impulso em apenas um desses  $m$  intervalos, como está ilustrado na Figura 3.5.

---

<sup>22</sup> Alguns autores definem  $r = P_{\max} / P_{\min}$ , no entanto, nesta dissertação, definiu-se como está representado acima, de maneira a fazer variar  $r$  entre “0” e “1”, facilitando a sua implementação no simulador.

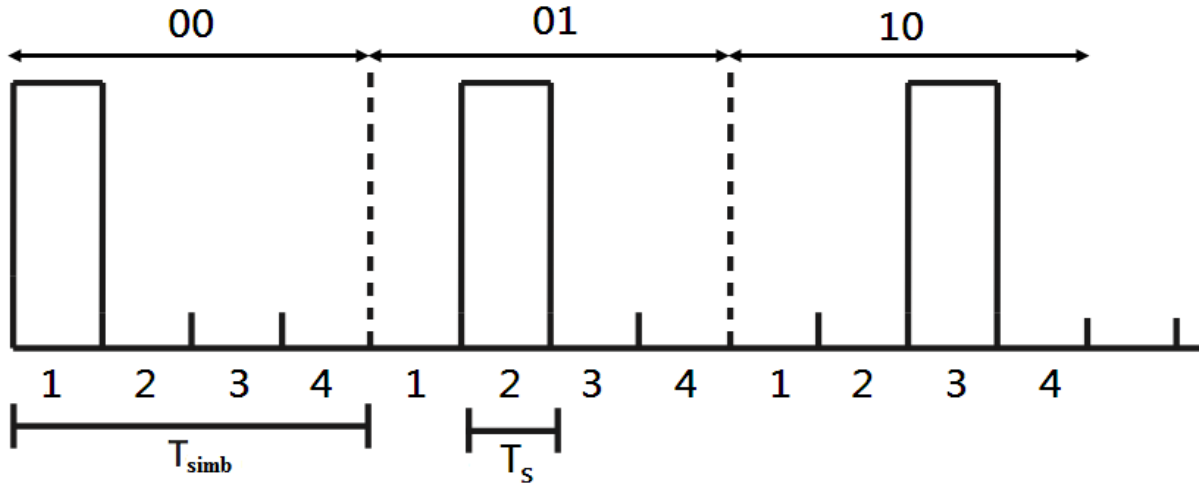


Figura 3.5 - Exemplo de um sinal 4-PPM [7].

O número de intervalos temporais,  $m$ , depende do número de bits enviados por símbolo,  $k$ , isto é:

$$m = 2^k \quad (3.5)$$

A duração do símbolo,  $T_{simb}$ , depende do débito binário  $D_b$ , e pode ser dado por:

$$T_{simb} = \frac{k}{D_b} \quad (3.6)$$

Por sua vez, para o cálculo da duração de um intervalo temporal,  $T_s$ , tem-se que:

$$T_s = \frac{T_{simb}}{m} = \frac{k}{m D_b} \quad (3.7)$$

Na modulação PPM, a potência média é dada por [7]:

$$P_{med} = \frac{P_{max}}{m} (1 + r(m-1)) \quad (3.8)$$

A modulação PPM melhora o seu desempenho com valores mais elevados de  $m$ , dado que envia mais bits por impulso. Assim sendo, a partir de  $k \geq 2$ , esta técnica já se torna mais eficiente que a modulação OOK. No entanto, a sua implementação também é mais complexa, visto que é necessária uma rigorosa sincronização do recetor com o início de cada símbolo, de maneira a que a descodificação seja executada corretamente.

### 3.2 Fonte Ótica: Laser

O principal componente dos emissores óticos é a fonte ótica, isto é, o dispositivo que gera a radiação luminosa. Existem diferentes tipos de fontes luminosas que podem ser usadas para as transmissões óticas, tais como os díodos emissores de luz (LED, *Light Emitting Diode*) ou os *lasers*. Atualmente, ainda existem os RCLED (*resonant-cavity LED*), que são baseados nos LED's convencionais, mas que devido a algumas modificações na sua estrutura apresentam melhorias no feixe de luz emitido, dado que garantem maior direccionalidade e intensidade [35].

Na maioria dos sistemas de intercomunicação de satélites da atualidade utiliza-se o *laser* como fonte luminosa, devido às longas distâncias a que se pretende comunicar (como se analisou no capítulo 2). A estas longas distâncias estão associados grandes níveis de atenuação e, por esse motivo, normalmente utiliza-se o *laser* como fonte ótica, uma vez que garante maior colimação do feixe ótico do que os outros tipos de fontes luminosas referidas. No caso particular das ligações “satélite-Terra” (ou vice-versa), coloca-se ainda a questão das atenuações na atmosfera, sendo por isso fundamental a utilização de *lasers* em ligações neste tipo. Posto isto, este tipo de fonte luminosa apresenta características que são essenciais para a transmissão do sinal ótico para o recetor, sobretudo a emissão de radiação monocromática (comprimento de onda muito bem definido) e feixe de luz estreito e altamente diretivo. Estas características são fundamentais para garantir maior segurança e menor degradação do feixe, assim como reduzir a dispersão temporal do feixe, facilitando a modulação a ritmos elevados [29], [36]. Assim, o *laser* constitui-se como um dos elementos principais dos LCT's.

Existem inúmeros tipos de *laser*, cuja classificação varia de acordo com o material que o constitui. Contudo, a classificação não é consensual e apresenta algumas variações, dependendo dos autores. Apesar disso, podem ser classificados sobretudo em quatro categorias: de gás, de estado sólido, de corantes e de eletrões livres (na literatura designados de FEL, *Free-Electron Laser*). Dentro dos *lasers* de gás, podemos ter os químicos ou de excímeros. Quanto aos de estado sólido podem ser de fibra, de cristais ou semicondutores [27].

Nos primórdios das ligações óticas em espaço livre, a fonte ótica utilizava *lasers* de gás. Estes exigiam o fornecimento de uma elevada potência elétrica (na ordem dos kW) para a produção de um sinal de alta intensidade. Além disso, o seu volume considerável e a dificuldade em criar um *design* compacto eram fatores que dificultavam a sua utilização como fonte ótica. A invenção dos *lasers* de estado sólido solucionou este problema, permitindo uma conceção da fonte ótica de forma mais simples e mais eficiente. Este tipo de *lasers*, para além de terem uma configuração mais compacta, apresentam uma maior eficiência energética na conversão da energia elétrica fornecida em energia luminosa, possibilitando estabelecer ligações a distâncias superiores a 40000 km. Por tal motivo, os *lasers* de estado sólido são, atualmente, os mais utilizados em comunicações óticas espaciais.

Dentro dos *lasers* de estado sólido, aqueles que são frequentemente utilizados neste tipo de ligações são os *lasers* semicondutores (também designados díodos *laser*) e os de cristais. Contudo, os *lasers* semicondutores podem ser de vários tipos, sendo os mais utilizados: os VCSEL

(*Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser*), os *lasers* DFB (*Distributed Feedback*) e DBR (*Distributed Bragg Reflector*). Destes, qualquer tipo pode ser escolhido, dependendo das especificidades da ligação que se pretende efetuar. No entanto, os VCSEL são os mais populares para ligações inter-satélites, devido às suas características específicas: fáceis de testar (implementação simples), baixo custo de produção e tamanho reduzido (devido à sua construção vertical em vez da construção planar dos outros *lasers* semicondutores), elevada estabilidade de emissão e, geralmente, um melhor rendimento energético do que os outros díodos *laser* [37].

O tipo de *laser* é escolhido em função das características da ligação que se pretende implementar, isto é, da distância, da altitude, das condições do meio (com muitas perdas ou não) e do nível de potência requerido na receção. Depende ainda do comprimento de onda escolhido para a ligação, bem como do tipo de modulação implementado. Na Tabela 3.1 estão apresentados alguns exemplos de *lasers* de estado sólido utilizados em ligações óticas inter-satélites.

Tabela 3.1 - Exemplos de *lasers* de estado sólido utilizados em ligações óticas inter-satélites [38], [39].

Laser	Tipo	Ligação	Comprimento de onda (nm)
Alumínio Gálio Arsénio (AlGaAs)	Semicondutor	ARTEMIS – SPOT-4 (2001)	800
Nd:YAG <sup>23</sup>	Cristal	NFIRE – TerraSAR-X (2008)	1064
Nd:YAG	Cristal	Alphasat – Sentinel-2A (2012)	1064

### 3.3 Antenas Óticas

Nestes sistemas de comunicação, tanto para transmitir como para receber o feixe *laser*, utilizam-se antenas óticas. Estas antenas são utilizadas para recolher e focar a luz, principalmente da parte visível do espectro.

Existem três tipos fundamentais de antenas: as refratoras (dióptricas), que usam lentes, as refletoras (catóptricas), que usam espelhos e as catadióptricas, que usam lentes e espelhos. Estas últimas são aquelas que são mais utilizadas nos sistemas de comunicação ótica.

No emissor, pretende-se obter um feixe colimado e coerente, de forma a garantir a sua menor dispersão. Na Figura 3.6 está representado este efeito [11], [29].

<sup>23</sup> Tipo de *laser* constituído por cristais de ítrio, alumínio e granada (YAG – *Yttrium, Aluminium, Garnet*) dopado com neodímio.

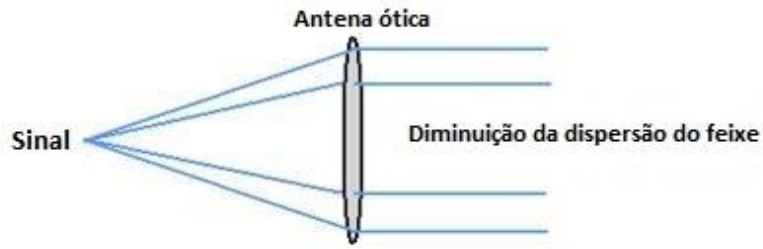


Figura 3.6 - Funcionamento da antena ótica para o emissor [29].

No recetor, este efeito é contrário, dado que se pretende concentrar o feixe de luz recebido no fotodetetor, para se recuperar a informação transmitida. Na Figura 3.7, está representada a situação referida.

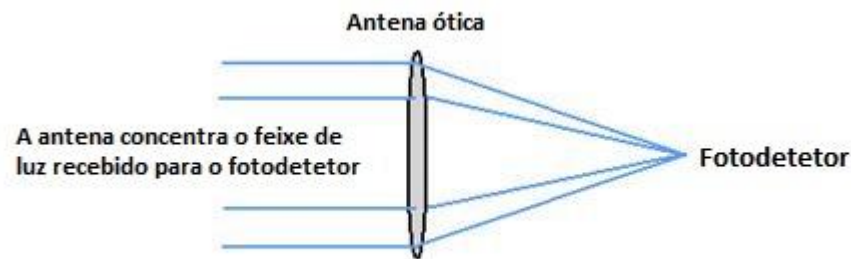


Figura 3.7 - Funcionamento da antena ótica para o recetor [29].

Na presente dissertação, as antenas óticas não serão alvo de estudo, tendo sido abordadas apenas em contexto introdutório.

Normalmente, uma antena ótica tem um ganho associado. O ganho da antena (em unidades lineares) obtém-se pela seguinte expressão [40]:

$$G = \left( \frac{\pi d_a}{\lambda} \right)^2 \times \eta \quad (3.9)$$

em que  $d_a$  é o diâmetro de abertura da antena ótica,  $\eta$  o seu rendimento e  $\lambda$  o comprimento de onda.

### 3.4 Fotodetetor

O fotodetetor é o elemento do recetor ótico responsável pela conversão do sinal do domínio ótico para o domínio elétrico, através do efeito fotoelétrico. São várias as características que se devem ter em conta no fotodetetor, tais como: largura de banda e resposta em frequência adequadas aos débitos binários em causa, elevada sensibilidade para os comprimentos de onda de interesse, baixa sensibilidade a alterações de temperatura, baixo nível de ruído, tamanho conveniente, resistência, durabilidade e baixo custo [33], [36].



Apesar da diversidade de fotodetetores existentes (fotomultiplicadores, detetores piroelétricos, fotocondutores, fototransístores e fotodíodos), nas comunicações óticas utilizam-se quase sempre os fotodíodos. Isto resulta do facto de apresentarem as melhores características, isto é, tamanho reduzido, alta sensibilidade e baixo custo.

Existem dois tipos de fotodíodos utilizados na maioria dos sistemas de comunicação óticos: o fotodíodo *pin* e o APD (*Avalanche Photodiode*) [36].

### 3.4.1 Fotodíodo *pin*

O fotodíodo *pin*, o mais comum, tem a estrutura de uma junção de materiais p-n, separados por uma região intrínseca ligeiramente dopada. O fotodíodo é polarizado inversamente de maneira a que na região de maior resistência, a região intrínseca, exista um campo elétrico de grande intensidade e onde praticamente não existem portadores móveis, eletrões e buracos [33], [36].

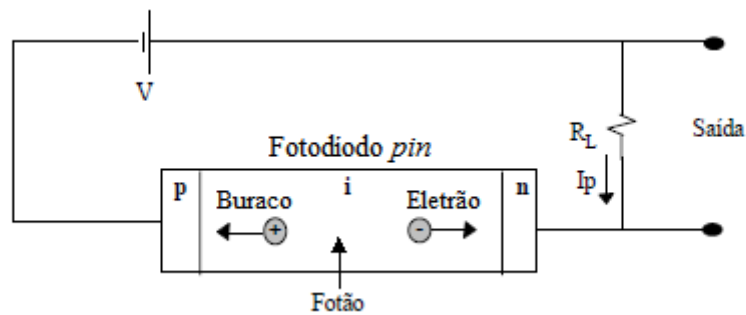


Figura 3.8 - Representação de um fotodíodo *pin* polarizado inversamente [33].

Como se pode ver na Figura 3.8, quando um fóton incide na região de depleção com uma energia igual ou superior ao intervalo energético entre as bandas do semiconductor utilizado, este irá excitar um eletrão da banda de valência para a banda de condução. Como consequência, são gerados pares eletrão-buraco livres. Dado o intenso campo elétrico presente na região de depleção, os eletrões livres deslocam-se para a região “n” e os buracos deslocam-se para a região “p”, antes de ocorrer a sua recombinação. Este fluxo de cargas provoca o aparecimento da corrente  $I_p$ , normalmente denominada por *fotocorrente*.

Em condições ideais, o fotodíodo *pin* gera um par eletrão-buraco por cada fóton incidente. No entanto, o que acontece é que nem todos os fótons incidentes no material semiconductor são absorvidos e, como tal, não são gerados pares eletrão-buraco por cada fóton incidente. Esta eficiência de conversão designa-se por eficiência quântica,  $\eta$ , e traduz-se na seguinte expressão [36]:

$$\eta = \frac{\text{número de pares eletrão-buraco gerados}}{\text{número de fótons incidentes}} = \frac{I_p / q}{P_i / (h\nu)} \quad (3.10)$$

em que  $I_p$  é a corrente elétrica gerada,  $q$  a carga do elétron,  $P_i$  a potência ótica incidente no fotodetector e  $h\nu$  a energia de cada fóton (em que  $h$  é a constante de *Planck* e  $\nu$  a frequência). A eficiência quântica depende também do comprimento de onda do sinal ótico incidente e do tipo de material utilizado no fabrico do fotodetector.

Outra característica dos fotodiodos é a responsividade<sup>24</sup>, que define a performance do fotodiodo, isto é, a relação entre a corrente gerada e a potência ótica incidente no fotodiodo [36]:

$$R_0 = \frac{I_p}{P_i} \quad (3.11)$$

Substituindo (3.10) em (3.11), obtém-se a relação entre eficiência quântica e a responsividade [36]:

$$R_0 = \frac{\eta q}{h\nu} \quad (3.12)$$

Analisando a expressão (3.12), verifica-se que a responsividade diminui com a frequência, ou seja, aumenta com o comprimento de onda, uma vez que existem mais fótons para uma mesma potência ótica incidente.

Na Figura 3.9 podem-se consultar alguns valores característicos da responsividade e eficiência quântica em função do comprimento de onda do sinal ótico incidente, para fotodiodos *pin* construídos com diferentes tipos de materiais: silício (Si), germânio (Ge) e arsenieto de índio-gálio (InGaAs) [36].

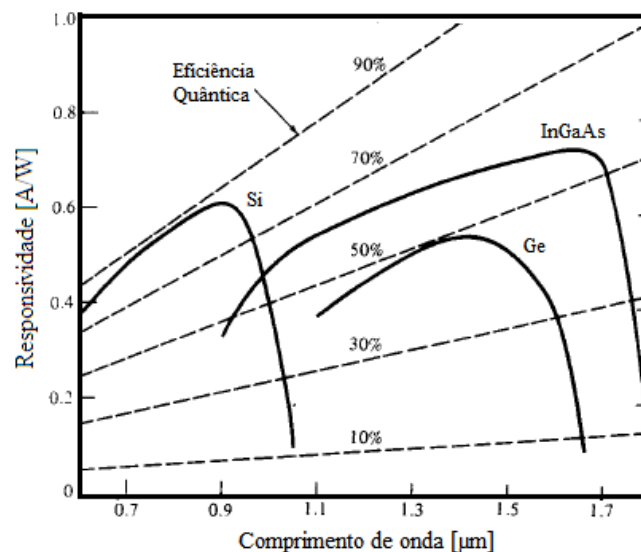


Figura 3.9 - Responsividade em função do comprimento de onda para fotodiodos *pin* de diferentes materiais [33].

<sup>24</sup> Da literatura inglesa, *responsivity*.

### 3.4.2 Fotodíodo APD

O fotodíodo APD tem a capacidade de amplificar internamente a corrente gerada na fotodetecção. Este difere do fotodíodo *pin* por necessitar de tensões de polarização mais elevadas para se conseguir o funcionamento desejado. O APD é construído de forma a incluir uma região de campo elétrico muito elevado, designada *região de avalanche*.

Na Figura 3.10 está representada a estrutura de um APD, juntamente com a distribuição do campo elétrico ao longo do mesmo. Repare-se que esta estrutura inclui mais uma camada tipo “p” do que o fotodíodo *pin*. Este fotodíodo é também ele polarizado inversamente e é, normalmente, constituído por uma camada fortemente dopada “n<sup>+</sup>”, uma camada levemente dopada “p”, uma camada de material intrínseco (geralmente designada de “ $\pi$ ”) e uma camada fortemente dopada “p<sup>+</sup>”. As camadas têm diferentes tipos e intensidades de dopagem, para modificarem a distribuição do campo elétrico ao longo do fotodíodo. A *região de avalanche* corresponde à zona onde o campo elétrico é superior ao mínimo requerido,  $E_m$ , de modo a provocar disrupção da junção n<sup>+</sup>-p e permitir assim a amplificação do sinal [33].

O seu funcionamento baseia-se na *ionização por impacto*. Tal como no fotodíodo *pin*, a absorção de fótons do sinal incidente por parte da região “ $\pi$ ” vai originar pares eletrão-buraco primários. Devido à polarização inversa, os eletrões deslocam-se para a região “n<sup>+</sup>” e os buracos deslocam-se para a região “p” e, ao atingirem a junção p-n<sup>+</sup>, ficam sob o efeito de um elevado campo elétrico. Este vai provocar uma aceleração nos eletrões e buracos, que adquirem energia suficiente para, ao colidirem com átomos da rede cristalina, produzirem novos pares eletrão-buraco, aumentando as densidades de portadores móveis e, portanto, a corrente elétrica. Por sua vez, os novos portadores móveis, são também acelerados e, pelo mesmo processo, geram outros novos portadores. Esta cadeia de reações é designada de *efeito de avalanche* e permite obter uma variação grande da corrente elétrica com uma pequena intensidade luminosa incidente no fotodíodo [33].

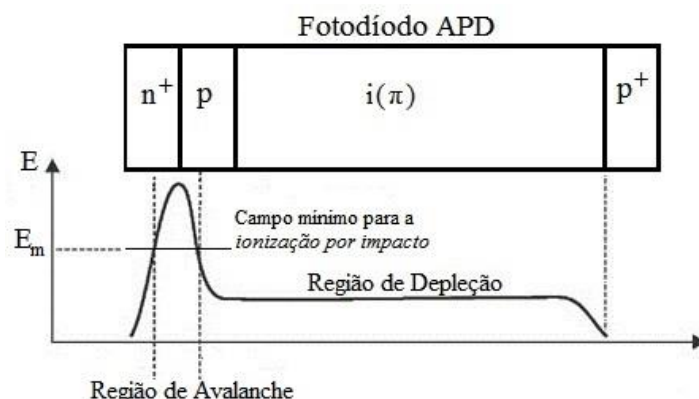


Figura 3.10 - Representação da distribuição do campo elétrico ao longo da estrutura do APD nas regiões de avalanche e depleção [33].

Como resultado, a corrente à saída do APD,  $I_{APD}$ , aparece amplificada por um fator  $M$ , em relação à corrente primária  $I_p$  (corrente correspondente aos portadores primários):

$$I_{APD} = MI_p \quad (3.13)$$

No entanto, em termos práticos, o *efeito de avalanche* não é constante, uma vez que os portadores primários não originam sempre o mesmo número de novos portadores. Assim, o fator  $M$  expressa o *efeito de avalanche*.

Substituindo a expressão (3.11) em (3.13), obtém-se:

$$I_{APD} = MR_0 P_i \quad (3.14)$$

Tal como no fotodíodo *pin*, a performance do APD é caracterizada pela sua responsividade,  $R_{APD}$ , que traduz a relação entre a corrente à saída do APD e a potência ótica incidente no mesmo. A partir da equação (3.14), obtém-se a relação entre a responsividade do APD e a responsividade para a corrente primária  $R_0$  [36]:

$$R_{APD} = MR_0 \quad (3.15)$$

### 3.4.3 Ruído na Fotodeteção

Em condições ideais, a corrente elétrica gerada pelo fotodetector é diretamente proporcional à potência ótica incidente, como já foi referido. No entanto, em termos práticos, esta corrente gerada tem flutuações, mesmo quando a potência incidente é constante. Estas flutuações são causadas por vários tipos de ruído. Os mais relevantes e os que serão abordados são o *ruído quântico* e o *ruído de circuito* [36].

#### 3.4.3.1 Ruído Quântico

Um sinal ótico incidente no fotodetector, com uma determinada potência ótica, corresponde a um determinado número médio de fótons por unidade de tempo. Dado que o intervalo de tempo entre fótons é uma grandeza aleatória, a *fotocorrente* gerada pelo fotodíodo quando a potência ótica incidente é constante,  $i(t)$ , é dada pela expressão [32]:

$$i(t) = I_p + i_q(t) \quad (3.16)$$

em que  $I_p = R_0 P_i$  é a corrente média e  $i_q(t)$  a componente aleatória, designada por *ruído quântico*<sup>25</sup>. Matematicamente, a distribuição do *ruído quântico*,  $i_q(t)$ , segue uma distribuição de *Poisson*, que se aproxima a uma distribuição Gaussiana de média nula [32].

Os fotodíodos geram também uma pequena corrente, mesmo sem qualquer sinal ótico incidente. Essa corrente designa-se por *corrente escura* (*dark current*), tendo origem na geração de pares eletrão-buraco por efeito térmico. Este tipo de corrente tende a ser maior nos materiais onde a diferença energética entre as bandas de valência e condução é menor. A contribuição desta corrente pode ser incluída no *ruído quântico* do fotodíodo.

Assim, à saída do fotodetetor *pin*, a variância da corrente de *ruído quântico*,  $\sigma_q^2$ , que corresponde ao valor quadrático médio da respetiva corrente,  $\langle i_q^2 \rangle$ , é dada por [32]:

$$\sigma_q^2 = \langle i_q^2 \rangle = 2q(I_p + I_d)B_{e,n} \quad (3.17)$$

onde  $q$  é a carga do eletrão,  $I_p$  é a corrente primária à saída do fotodetetor,  $I_d$  é a *corrente escura* do fotodíodo e  $B_{e,n}$  é a largura de banda equivalente de ruído da parte elétrica do recetor ótico.

A largura de banda equivalente de ruído depende da resposta em frequência da parte elétrica do recetor ótico:

$$B_{e,n} = \int_0^{+\infty} \left| \frac{H(f)}{H(0)} \right|^2 df \quad (3.18)$$

em que  $H(f)$  é a função de transferência do circuito.

Com base no circuito da Figura 3.11 (circuito RC passa-baixo de 1ª ordem), a largura de banda equivalente de ruído,  $B_{e,n}$ , é dada por [34]:

$$B_{e,n} = \int_0^{+\infty} \left| \frac{H(f)}{H(0)} \right|^2 df = \frac{\pi}{2} B_{e,3dB} \quad (3.19)$$

---

<sup>25</sup> Na literatura inglesa *shot noise* ou *quantum noise*.

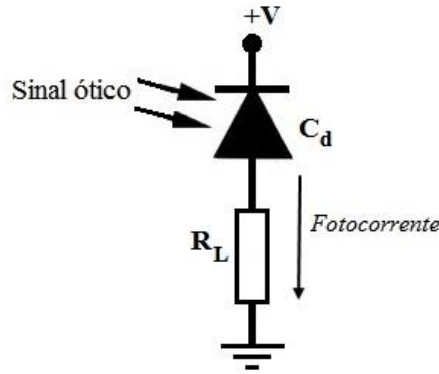


Figura 3.11 - Circuito de polarização do fotodíodo [33].

No caso do APD, o *ruído quântico* é substancialmente superior ao do *pin*, devido ao *efeito de avalanche* que caracteriza este fotodíodo não ser um processo constante. Assim, a variância da corrente de *ruído quântico* para o APD é representada pela seguinte expressão:

$$\sigma_q^2 = \langle i_q^2 \rangle = 2q(I_p + I_d)M^2 F(M) B_{e,n} \quad (3.20)$$

onde  $F(M)$  é o *fator de ruído de excesso*<sup>26</sup> que se obtém através de [32]:

$$F(M) = kM + (1 - k) \left( 2 - \frac{1}{M} \right) \quad (3.21)$$

em que  $k$  é um parâmetro adimensional que caracteriza os diferentes tipos de materiais semicondutores, representando a razão entre coeficientes de *ionização por impacto* dos elétrons e buracos. Este parâmetro está compreendido no intervalo  $0 < k < 1$ , sendo que o melhor desempenho corresponde a valores de  $k$  menores, isto é, o mais próximo possível de zero.

Contudo, através de resultados experimentais, obteve-se uma aproximação razoável do *fator de ruído de excesso* [34]:

$$F(M) \approx M^x \quad (3.22)$$

onde  $x$  representa um parâmetro característico do tipo de material do fotodíodo, com valores compreendidos entre “0” e “1”. Os valores típicos para o silício (Si), arsenieto de índio-gálio (InGaAs) e germânio (Ge) são, respetivamente, “0,3”, “0,7” e “1” [34].

Note-se que a expressão (3.20) para o cálculo do *ruído quântico* do APD, pode ser particularizada para o fotodíodo *pin*, desde que se considere  $M = 1$ , resultando na expressão (3.17).

<sup>26</sup> *Excess noise factor.*

Assim, com base na fórmula (3.20) e tendo em conta a expressão (3.11) e a aproximação considerada em (3.22), obtém-se a seguinte expressão:

$$\sigma_q^2 = \langle i_q^2 \rangle = 2q(R_0 P_i + I_d) M^2 M^x B_{e,n} \quad (3.23)$$

### 3.4.3.2 Ruído de Circuito

O *ruído de circuito* provém dos elementos resistivos e ativos presentes no recetor ótico. Como tal, o seu valor depende também dos restantes elementos elétricos do recetor, como por exemplo o amplificador. No caso do fotodetetor, o *ruído de circuito* depende unicamente da resistência  $R_L$ . Este tipo de ruído, gerado por resistências, designa-se por *ruído térmico*.

O *ruído térmico*, por vezes também chamado ruído de *Johnson* ou *Nyquist*, tem origem na agitação térmica de eletrões no interior do elemento resistivo que, mesmo na ausência de tensão, originam uma pequena corrente de ruído. Neste caso, a resistência de carga,  $R_L$ , vai adicionar esta componente de ruído adicional à corrente gerada pelo fotodíodo. Assim, esta componente pode ser adicionada à expressão (3.16) [32]:

$$i(t) = I_p + i_q(t) + i_T(t) \quad (3.24)$$

em que  $i_T(t)$  é a corrente gerada pelo *ruído térmico*. Matematicamente, a distribuição do *ruído térmico* segue uma distribuição Gaussiana de média nula.

A variância da corrente de *ruído térmico* da Figura 3.10,  $\sigma_s^2$ , que corresponde ao valor quadrático médio da respetiva corrente,  $\langle i_s^2 \rangle$ , é dada por [32]:

$$\sigma_T^2 = \langle i_T^2 \rangle = \frac{4k_B T B_{e,n}}{R_L} \quad (3.25)$$

onde  $k_B$  é a constante de *Boltzmann* e  $T$  a temperatura absoluta (Kelvin).

Dado que os diferentes tipos de ruído são independentes, a variância da corrente total do ruído,  $\sigma_n^2$ , que corresponde ao valor quadrático médio da corrente de ruído total,  $\langle i_n^2 \rangle$ , é obtida a partir da soma das diferentes variâncias de ruído mencionadas:

$$\sigma_n^2 = \langle i_n^2 \rangle = \sigma_q^2 + \sigma_c^2 \quad (3.26)$$

em que, para o caso do fotodetetor,  $\sigma_c^2 = \sigma_T^2$ .

### 3.4.4 Comparação entre o fotodíodo *pin* e APD

Relativamente a estes dois fotodíodos, nas ligações analisadas nesta dissertação, utiliza-se normalmente o fotodíodo APD, principalmente porque tem um ganho superior ao *pin*. Visto que se tratam de comunicações a longa distância e que implicam grandes atenuações no feixe ótico, os níveis de sinal na receção são, normalmente, baixos (entre os  $\mu\text{W}$  e os  $\text{nW}$ ). Por tal motivo, há a necessidade de, no processo de fotodeteção, amplificar o sinal recebido para ser processado de forma mais eficaz pelos restantes dispositivos do recetor. Como desvantagem, este fotodíodo introduz mais ruído no sinal. Por sua vez, o fotodíodo *pin* apresenta também algumas vantagens, tais como: menor sensibilidade das suas propriedades (ganho, por exemplo) à temperatura, menor complexidade e menor custo. É utilizado sobretudo em situações em que os níveis de potência na receção são superiores aos anteriormente referidos (curtas distâncias) e a ligação é menos complexa e com menores custos [41].

## 3.5 Amplificador Elétrico

Por norma, o sinal à saída do fotodetetor é muito fraco e, como tal, necessita de ser amplificado, para que possa ser devidamente processado por outros dispositivos do sistema. Assim, os amplificadores elétricos permitem amplificar os baixos níveis de corrente elétrica transmitidos pelos fotodetetores, de modo a que o seu sinal possa ser posteriormente lido. Os amplificadores são fundamentais para sistemas deste tipo, ou seja, que utilizam a luz e a sua intensidade na transmissão de dados, melhorando significativamente o desempenho do sistema.

Existem várias configurações utilizadas, no entanto, a sua análise não é objetivo desta dissertação. Apenas serão abordadas as principais características dos amplificadores e os aspetos implementados no simulador.

Devem ser características de um amplificador o seu baixo nível de ruído, alto ganho e uma largura de banda adequada. Dado que o ruído aumenta com a largura de banda, estes dois parâmetros têm que ser criteriosamente tidos em conta, de forma a otimizar a performance do recetor [33].

Como já foi referido anteriormente, os componentes elétricos que constituem o amplificador também contribuem para o *ruído de circuito* e, como tal, têm de ser tidos em conta. Para quantificar o ruído introduzido pelo amplificador utiliza-se o fator de ruído do amplificador  $F_n$ . Além disso, o ganho do amplificador, também interfere no *ruído de circuito* do sistema. Posto isto, e tendo por base a expressão (3.25), a variância da corrente de *ruído de circuito*,  $\sigma_c^2$ , é dada por:

$$\sigma_c^2 = \langle i_c^2 \rangle [H_A(f=0)]^2 = \frac{4k_B T B_{e,n}}{R_L} F_n G_A^2 \quad (3.27)$$



em que  $F_n$  é o fator de ruído do amplificador e  $G_A$  o ganho do amplificador, que corresponde ao valor da função de transferência do circuito de amplificação para a frequência nula, ou seja,  $H_A(f = 0)$ .

Habitualmente, o ruído da parte elétrica do recetor ótico é caracterizado pela raiz quadrada da densidade espectral de potência (DEP) do *ruído de circuito*<sup>27</sup>, isto é [34]:

$$\sqrt{S_c(f)} = \sqrt{\frac{4k_B T}{R_L} F_n} \quad (3.28)$$

Logo, tendo em conta (3.28), a expressão (3.27) resulta em [34]:

$$\sigma_c^2 = \left[ \sqrt{S_c(f)} \right]^2 B_{e,n} G_A^2 \quad (3.29)$$

As unidades da raiz quadrada da densidade espectral de potência do *ruído de circuito* são  $A / \sqrt{Hz}$ . Valores típicos de  $\sqrt{S_c(f)}$  são da ordem de  $1 \text{ pA} / \sqrt{Hz}$  [34].

Relativamente à largura de banda de um amplificador, deve-se ter em atenção que o ruído aumenta com a largura de banda. Como tal, por vezes implementa-se um igualador depois do circuito de amplificação, de maneira a compensar uma baixa largura de banda, associada a um baixo nível de ruído. Assim, o igualador não é mais que um circuito elétrico que permite fazer uma compensação na largura de banda, quando se pretende obter também baixos níveis de ruído.

### 3.6 Conclusões do capítulo

Neste capítulo foi analisado o diagrama de blocos *standard* de um sistema de comunicação ótico de base espacial.

Foram abordadas diferentes técnicas de modulação, entre as quais, as do tipo PSK (BPSK, DPSK e QPSK) por serem as técnicas predominantes nas ligações óticas inter-satélites mais recentes, assim como de alguns projetos de ligações futuras. Contudo, foram também analisadas duas técnicas mais simples: a OOK e a PPM. São técnicas de modulação menos complexas, utilizadas em sistemas de comunicação mais simples e que, por existirem modelos matemáticos bem definidos, foram implementadas no simulador desenvolvido no presente estudo.

Relativamente à fonte ótica verificou-se que, para as ligações em análise, o *laser* é o tipo de fonte luminosa mais utilizada. Apesar de existirem diversos tipos, os mais usados são os de cristais e os de semicondutores. Verificou-se ainda que a escolha entre os diferentes tipos de *laser*

<sup>27</sup> “Tipo de caracterização do ruído do recetor vulgarmente utilizado pelos fabricantes e fornecido em catálogos de equipamento” [34].

depende de vários parâmetros, nomeadamente das características da ligação (distância e limitações do canal de propagação), nível de potência requerido na receção, comprimento de onda desejado e tipo de modulação pretendido.

Um sistema de comunicação deste tipo é também constituído por antenas óticas, quer na receção, quer na emissão. O seu estudo não é objetivo desta dissertação, no entanto, tratam-se de elementos fundamentais para o sucesso deste tipo de ligações.

O fotodetetor constitui-se como elemento fundamental do recetor, sendo responsável pela conversão do sinal recebido do domínio ótico para o domínio elétrico. Foram analisados os dois tipos de fotodetetores mais utilizados, o *pin* e o APD. Verificou-se que este último é mais utilizado para aplicações a longa distância, devido ao seu maior ganho. O *pin* é utilizado sobretudo em ligações a curta distância (normalmente até 5000 km), onde os níveis de potência na receção não implicam a utilização de fotodíodos APD. O amplificador elétrico, o último elemento do diagrama de blocos analisado, permite amplificar os baixos níveis de corrente elétrica transmitidos pelos fotodetetores. Apenas foram consideradas as suas principais características, ou seja, largura de banda, ruído introduzido e o ganho. Estes parâmetros analisados foram implementados no simulador,

Assim, tendo sido analisado o sistema de comunicação ótico, no próximo capítulo será feita uma primeira análise ao simulador, nomeadamente à janela de simulação. Será também abordado o balanço energético do sistema, que consiste no modelo matemático implementado no programa. Por último, serão feitas algumas considerações acerca da “taxa de erros binários” (BER, *Bit-Error Rate*), que permite avaliar o desempenho de um sistema de comunicação. Será ainda apresentado o cálculo do BER para os diferentes tipos de modulação.

# Capítulo 4

## 4 Simulador

Neste capítulo será analisado o funcionamento da interface com o utilizador do simulador do sistema de comunicação espacial. Além disso, será também abordado o balanço energético do sistema, que consiste no modelo matemático que permite estimar a potência ótica recebida no recetor. Por último, será analisado o BER (taxa de erros binários), parâmetro que avalia o desempenho do recetor ótico. No final deste capítulo serão apresentadas algumas conclusões referentes ao mesmo.

### 4.1 Desenvolvimento do simulador

O desenvolvimento do simulador incluiu quatro fases distintas: análise, projeto, implementação e teste.

A análise iniciou-se com o estudo do sistema de comunicação ótico de base espacial e a identificação dos principais blocos constituintes do sistema. Através deste estudo, ficaram desde logo definidos os blocos a simular, bem como as variáveis, gráficos e opções de simulação que o utilizador poderia manipular. Apurou-se ainda o tipo de interface gráfica mais adequada, de modo a tornar o simulador funcional, atrativo e intuitivo.

De seguida iniciou-se a fase do projeto, onde a estrutura central do simulador foi desenhada. Nesta fase foram planeados e desenvolvidos os algoritmos necessários para executar o *software* requerido.

Na fase da implementação foi feita a codificação dos algoritmos obtidos na fase anterior. O simulador foi desenvolvido em linguagem MATLAB, também designada por “M-código”, por ser uma linguagem simples e de uso frequente nas áreas da educação e da investigação.

Por fim, a fase de teste, em que foram efetuados vários ensaios de modo a garantir o correto funcionamento do programa. Importa ainda referir que as rotinas de programação foram testadas separadamente antes da sua implementação e o método de cálculo dos resultados numéricos foram confirmados manualmente para alguns exemplos, a fim de confirmar a veracidade dos valores obtidos. Também os gráficos foram testados individualmente, de forma a confirmar o correto funcionamento do código. Note-se que o desenvolvimento do *software* é um processo iterativo em que, quando algo não corre conforme o esperado, é necessário voltar às fases anteriores para proceder às respetivas alterações. Assim, as fases de desenvolvimento do simulador tiveram várias iterações até à obtenção do produto final apresentado.

## 4.2 Janela de simulação

O simulador permite configurar o emissor, o recetor e as perdas do canal de comunicação. Através da configuração do emissor é possível caracterizar o sinal ótico emitido que será recebido pelo recetor. Do recetor fazem parte a antena ótica, o fotodetetor e o amplificador elétrico. Na Figura 4.1 pode-se visualizar a respetiva janela de simulação, que se encontra detalhadamente apresentada no Anexo A.

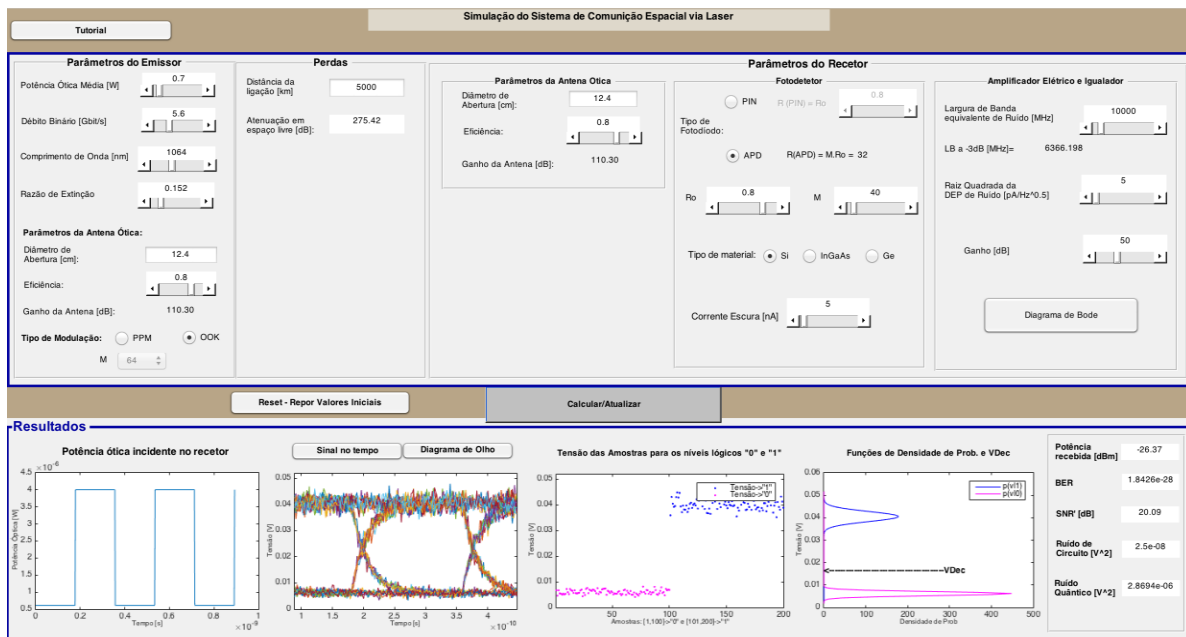


Figura 4.1 - Janela de simulação do simulador.

Os parâmetros variáveis do emissor são a **potência ótica média**, o **débito binário** da ligação, o **comprimento de onda**, a **razão de extinção**, o **diâmetro de abertura** e a **eficiência** da antena ótica e, por fim, também permite escolher o **tipo de modulação**.

Quanto às perdas do sistema, o simulador permite estimar a **atenuação em espaço livre** da ligação.

Os parâmetros variáveis do recetor são divididos em três grupos: antena ótica, fotodetetor e amplificador elétrico. Na antena ótica, e à semelhança do que acontece no emissor, é possível inserir o **diâmetro de abertura** e **eficiência** da mesma. No fotodetetor, o simulador permite escolher o **tipo de fotodíodo**, dimensionar a sua **responsividade**, o seu **ganho de avalanche** (no caso do APD), escolher o **tipo de material** pelo qual este é constituído e quantificar a **corrente escura** presente no fotodíodo. Em relação aos parâmetros do amplificador elétrico, o simulador permite dimensionar a **largura de banda**, a **raiz quadrada da densidade espectral de potência de ruído** introduzida (medida que normalmente está presente nos catálogos dos recetores óticos) e o **ganho**. O simulador possibilita, desde logo, a visualização do **diagrama de Bode** da função de transferência do amplificador elétrico, de acordo com os parâmetros introduzidos.

Nos resultados apresentados, o simulador permite visualizar graficamente o **sinal ótico NRZ incidente no recetor** (de acordo com parâmetros definidos), bem como o **sinal resultante**

ao longo do tempo à entrada do circuito de decisão e o respetivo **diagrama de olho**. São apresentadas as **amostras de tensão**, retiradas no instante ótimo de amostragem do sinal, para os diferentes níveis lógicos. É também possível visualizar as **funções densidade de probabilidade** das amostras de tensão, bem como a tensão ótima de decisão. São ainda apresentados os valores resultantes da **potência recebida**, do **BER**, da **relação sinal-ruído** e os valores dos diferentes tipos de ruído presentes no sinal obtido: **ruído de circuito e ruído quântico**.

### 4.3 Balanço energético do sistema

O balanço energético do sistema<sup>28</sup> tem como objetivo estimar a potência ótica recebida no recetor. São considerados todos os ganhos e perdas que envolvem o processo de comunicação, isto é, do emissor, do recetor e do canal de propagação do sinal. Assim, no sistema de comunicação ótico analisado, serão considerados os seguintes fatores: potência ótica de emissão, ganhos de abertura das antenas (emissão e receção) e atenuação em espaço livre. Para efeitos de simulação será considerado que o feixe *laser* emitido está perfeitamente coincidente com a superfície de receção e, como tal, serão desprezadas as perdas de pontaria. Posto isto, a potência recebida  $P_r$  (em dBm) é dada pela seguinte expressão [7], [27]:

$$P_{r_{dBm}} = P_{t_{dBm}} + G_{t_{dB}} - L_{s_{dB}} + G_{r_{dB}} \quad (4.1)$$

onde  $P_t$  é a potência ótica média transmitida normalizada a 1mW,  $G_t$  e  $G_r$  os ganhos das antenas de emissão e receção, respetivamente, e  $L_s$  as perdas em espaço livre.

Relativamente ao método de cálculo dos ganhos das antenas óticas de emissão e receção, este já foi abordado na secção 3.3 da presente dissertação.

As perdas em espaço livre são dadas por [40]:

$$L_{s_{dB}} = 20 \log \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right) \quad (4.2)$$

onde  $\lambda$  é o comprimento de onda e  $d$  a distância da ligação.

### 4.4 BER (*Bit-Error Rate*)

O desempenho do recetor ótico de um sistema de transmissão digital é avaliado pelo BER. Este parâmetro, que significa “taxa de erros binários”, é definido pela razão entre o número de bits errados recebidos pelo número total de bits transferidos num determinado intervalo de tempo.

---

<sup>28</sup> Na literatura estrangeira denominado *signal power budget*.

Normalmente, neste tipo de sistemas de comunicação, como critério, o BER deve ser inferior a  $10^{-6}$  [42].

A Figura 4.2 mostra, esquematicamente, as flutuações aleatórias da tensão à entrada do circuito de decisão. O valor do BER pode ser calculado a partir das funções de densidade de probabilidade das amostras de tensão dos diferentes valores lógicos.

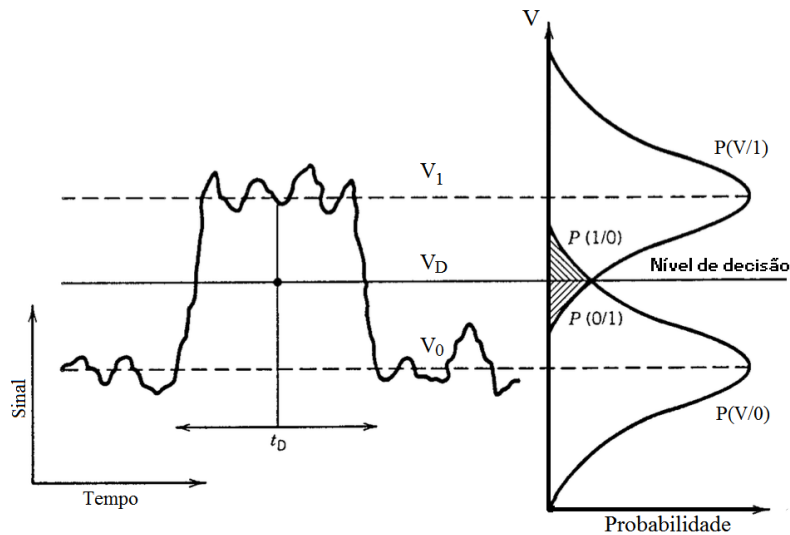


Figura 4.2 - Funções densidade de probabilidade das amostras de tensão para os valores lógicos "0" e "1" [30].

O circuito de decisão é responsável por comparar o valor de cada amostra do sinal com um determinado valor de referência, designado tensão de decisão,  $V_D$ . Quando o valor da amostra é superior ao valor da tensão de decisão, o circuito decide pelo valor lógico "1", caso contrário, se o valor da amostra for inferior, decide pelo valor lógico "0". Os erros de decisão ocorrem quando, por exemplo, tendo sido enviado o valor lógico "1" e, devido às flutuações provocadas pelo ruído, o valor da amostra correspondente na entrada do circuito de decisão tem um valor inferior ao valor de referência. Neste caso, o circuito de decisão vai decidir pelo valor lógico "0". Da mesma forma, ocorre também um erro para o processo inverso, ou seja, quando é enviado o valor lógico "0", mas o valor da amostra correspondente é superior ao valor de referência e, consequentemente, o circuito de decisão opta pelo nível lógico "1" [32], [34].

Na Figura 4.2 ainda se pode visualizar a probabilidade do circuito de decisão cometer erros, em que  $P(1/0)$  representa a probabilidade do circuito de decisão se decidir pelo valor lógico "1" quando foi enviado "0" e, por sua vez,  $P(0/1)$  representa a probabilidade de o circuito de decisão se decidir pelo valor lógico "0", quando foi enviado "1". Assim, considerando que  $p(0)$  e  $p(1)$  representam a probabilidade de ser enviado um "0" e um "1", respetivamente, a probabilidade de erro é dada por [32]:

$$BER = p(0)P(1/0) + p(1)P(0/1) \quad (4.3)$$

Se os símbolos enviados forem equiprováveis, isto é,  $p(0) = p(1) = 1/2$ , então a expressão anterior simplifica-se para:

$$BER = \frac{1}{2} [P(1/0) + P(0/1)] \quad (4.4)$$

As probabilidades  $P(1/0)$  e  $P(0/1)$  podem ser obtidas a partir de:

$$P(1/0) = P(V_0 + v_n(t_D) > V_D) \quad (4.5)$$

$$P(0/1) = P(V_1 + v_n(t_D) < V_D) \quad (4.6)$$

onde  $V_0$  e  $V_1$  são os valores das tensões de amostra para os níveis lógicos “0” e “1”, respetivamente, e  $v_n(t_D)$  corresponde a uma amostra da tensão de ruído no instante de amostragem [32].

Contudo, o cálculo do BER depende da técnica de modulação utilizada. Para a modulação OOK, dado que se trata de uma técnica mais simples, o cálculo do BER é também ele mais simplificado (em comparação com a modulação PPM).

#### 4.4.1 BER – Modulação OOK

As expressões (4.5) e (4.6) mostram que as probabilidades de decisão incorreta dos símbolos dependem da função densidade de probabilidade da amostra à entrada do circuito de decisão. Esta depende também da estatística das fontes de ruído responsáveis pelas flutuações da tensão. Como tal, e tendo em conta as variâncias de ruído, o BER pode ser dado como [32]:

$$BER = \frac{1}{4} \left[ \operatorname{erfc} \left( \frac{V_1 - V_D}{\sigma_1 \sqrt{2}} \right) + \operatorname{erfc} \left( \frac{V_D - V_0}{\sigma_0 \sqrt{2}} \right) \right] \quad (4.7)$$

em que  $\sigma_0$  e  $\sigma_1$  são as raízes das variâncias do ruído correspondentes aos símbolos “0” e “1”, respetivamente, obtidas particularizando a expressão (3.26) para as potências óticas associadas aos símbolos “0” e “1”. A função  $\operatorname{erfc}$  é a função de erro complementar que tem a seguinte definição:

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{+\infty} \exp(-y^2) dy \quad (4.8)$$

Como se pode verificar pela expressão (4.7), o BER depende do nível de decisão  $V_D$  e, por tal motivo, este parâmetro deve ser otimizado de forma a obter-se um BER mínimo. Assim, o valor adequado da tensão de decisão corresponde ao valor que conduza a expressão (4.7) a um mínimo absoluto. Este mínimo ocorre para a tensão ótima de decisão, que pode ser obtida a partir de [32]:

$$V_D = \frac{\sigma_0 V_1 + \sigma_1 V_0}{\sigma_0 + \sigma_1} \quad (4.9)$$

Nestas condições, obtém-se o fator de qualidade,  $Q$  :

$$Q = \frac{V_1 - V_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (4.10)$$

Assim, para a modulação OOK, o BER pode ser representado dependendo unicamente do fator  $Q$ , resultando na seguinte expressão [32]:

$$BER_{OOK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \quad (4.11)$$

Na Figura 4.3, verifica-se que o BER melhora, isto é, diminui, à medida que o fator  $Q$  aumenta. Conclui-se ainda que para se obter valores de BER entre  $10^{-6}$  e  $10^{-9}$  (valores típicos deste tipo de ligações) é necessário um fator  $Q$  compreendido entre, aproximadamente, 5 e 6.

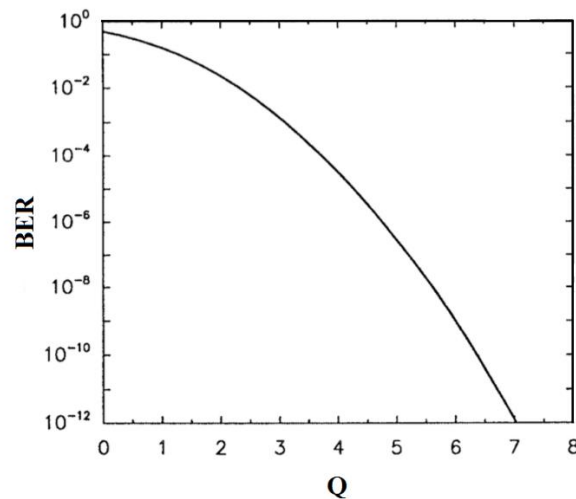


Figura 4.3 - BER em função do fator "Q" [30].



#### 4.4.2 BER – Modulação PPM

Como já foi referido, esta técnica de modulação é mais complexa que a modulação OOK, dado que num impulso são enviados  $k$  bits. Para além de ser necessária uma rigorosa sincronização do recetor com o início de cada símbolo, o recetor, no processo de descodificação, terá de escolher o intervalo de informação correto, que, teoricamente, será o impulso de maior intensidade. No entanto, se o recetor descodificar o intervalo errado, o número de bits errados será  $\leq k$ . O número médio de bits errados por erros de decisão, é dado por:

$$N_{be} = \frac{m}{2(m-1)} \quad (4.12)$$

em que  $m$  é a ordem de modulação.

A probabilidade do recetor escolher o intervalo temporal correto representa-se pela seguinte expressão [7]:

$$P_{csc} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_1} e^{-\frac{(x-V_1)^2}{2\sigma_1^2}} \left[ \int_{-\infty}^x \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_0} e^{-\frac{(y-V_0)^2}{2\sigma_0^2}} dy \right]^{m-1} dx \quad (4.13)$$

Com base nas expressões (4.12) e (4.13), o BER correspondente à modulação PPM pode ser obtido a partir de [7]:

$$BER_{PPM} = N_{be} (1 - P_{csc}) \quad (4.14)$$

#### 4.5 Conclusões do capítulo

Neste capítulo abordou-se o funcionamento da interface com o utilizador do simulador desenvolvido nesta dissertação.

Analisou-se também o balanço energético do sistema, que consiste num modelo matemático que permite obter a estimativa da potência ótica recebida no recetor.

Por último, analisou-se o BER, parâmetro que permite avaliar o desempenho do sistema de comunicação. Verificou-se que, como critério, o BER deve ser inferior a  $10^{-6}$ , sendo que os valores típicos se situam entre  $10^{-6}$  e  $10^{-9}$ . Verificou-se ainda o método de cálculo do BER para as duas técnicas de modulação analisadas na dissertação, OOK e PPM, sendo que para a modulação PPM, visto que se trata de uma modulação mais complexa, o cálculo deste parâmetro também ele é mais complexo.

No próximo capítulo serão realizados testes no simulador desenvolvido, utilizando dados de situações reais.

# Capítulo 5

## 5 Ensaios realizados e comparação de resultados

Neste capítulo serão realizados vários exemplos práticos utilizando o simulador desenvolvido. Numa primeira fase, será feita uma simulação no sentido de melhor compreender o funcionamento do simulador, atribuindo-se valores aos diferentes parâmetros, para posteriormente observar e analisar os resultados obtidos.

Numa segunda fase, serão elaborados mais alguns testes, com o objetivo de analisar e comparar o desempenho do sistema em diferentes situações.

### 5.1 Exemplos Práticos de Simulação

#### 1º Exemplo Prático

##### Simulação exemplificativa do funcionamento do simulador

Este exemplo terá como base os dados de uma ligação ótica realizada em 2008 entre dois satélites LEO: NFIRE e TerraSAR-X [30].

No painel de configuração dos parâmetros do emissor (Figura 5.1), introduziu-se uma potência ótica média  $P_t = 0,7 \text{ W}$ , um débito binário  $D_b = 5,6 \text{ Gbit/s}$ , um comprimento de onda  $\lambda = 1064 \text{ nm}$  e uma razão de extinção  $r = 0,152$ . Nos parâmetros da antena ótica, inseriu-se um diâmetro de abertura  $d_a = 12,4 \text{ cm}$  e uma eficiência  $\eta = 0,8$ . O tipo de modulação escolhido foi OOK.

**Parâmetros do Emissor**

Potência Ótica Média [W]: 0.7

Débito Binário [Gbit/s]: 5.6

Comprimento de Onda [nm]: 1064

Razão de Extinção: 0.152

**Parâmetros da Antena Ótica:**

Diâmetro de Abertura [cm]: 12.4

Eficiência: 0.8

Ganho da Antena [dB]: 110.30

Tipo de Modulação: ☐ PPM ☒ OOK

M: 2

Figura 5.1 - Configuração dos parâmetros do emissor.

No que respeita às perdas da ligação, nomeadamente à atenuação em espaço livre (Figura 5.2), foi considerada a distância da ligação de 5000 km.

Figura 5.2 - Configuração das perdas da ligação.

O painel de introdução de dados do recetor está dividido em três partes: antena ótica, fotodetetor e amplificador elétrico. Nos parâmetros da antena ótica, tal como no caso do emissor, inseriu-se um diâmetro de abertura  $d_a = 12,4$  cm e uma eficiência  $\eta = 0,8$ .

No caso do fotodetetor (Figura 5.3), foi escolhido o fotodíodo APD, com uma responsividade  $R_0 = 0,6$  A/W, um ganho de avalanche  $M = 40$ , tipo de material Si (Silício) e uma corrente escura  $I_d = 5$  nA.

Figura 5.3 - Configuração do fotodetetor.

Quanto ao amplificador elétrico e igualador (Figura 5.4), introduziu-se uma largura de banda equivalente de ruído de  $B_{e,n} = 10$  GHz, quantificou-se a raiz quadrada da densidade espectral de potência de ruído introduzido em  $\sqrt{S_c(f)} = 5 \text{ pA} / \sqrt{\text{Hz}}$  e atribuiu-se um ganho ao amplificador de  $G_A = 50 \text{ dB}$ .

**Amplificador Elétrico e Igualador**

Largura de Banda  
equivalente de Ruído [MHz] 10000

LB a -3dB [MHz]= 6366.198

Raiz Quadrada da  
DEP de Ruído [pA/Hz<sup>0.5</sup>] 5

Ganho [dB] 50

Diagrama de Bode

Figura 5.4 - Configuração do amplificador elétrico e igualador.

O simulador permite a visualização do diagrama de Bode resultante para os valores introduzidos, tal como se pode ver na Figura 5.5.

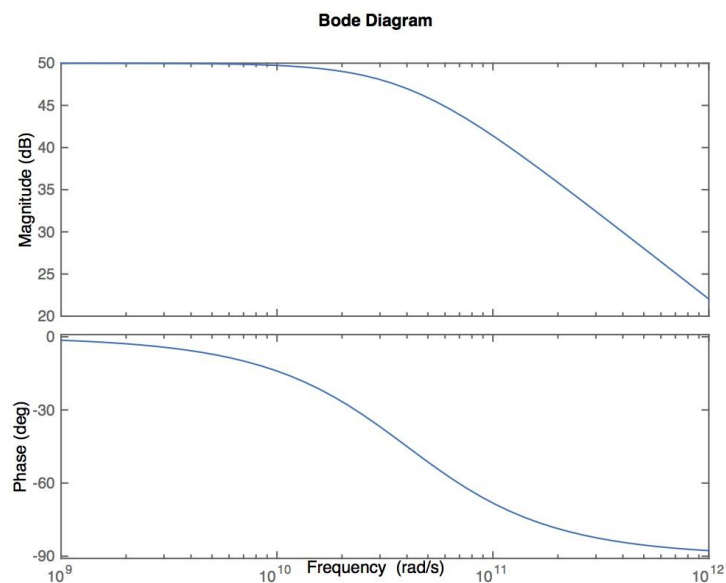


Figura 5.5 - Diagrama de Bode do amplificador elétrico e igualador.

Como resultados dos valores introduzidos, o simulador apresenta vários gráficos. Tal como se pode ver na Figura 5.6, o simulador representa graficamente a potência ótica recebida pelo fotodetetor sem distorção para a sequência lógica “01010” no código NRZ. Este gráfico é construído a partir dos valores introduzidos da potência ótica média  $P_i$ , da razão de extinção  $r$  e do débito binário  $D_b$ . O período de bit  $T_s$  é obtido a partir do inverso do débito binário, isto é,

$$T_s = 1 / D_b = 0,18 \times 10^{-9} \text{ s}.$$

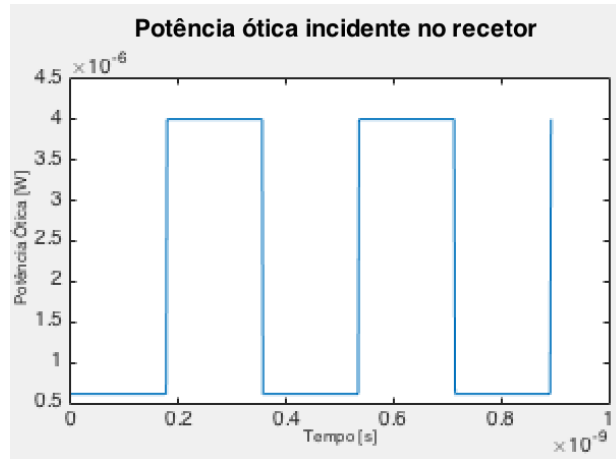
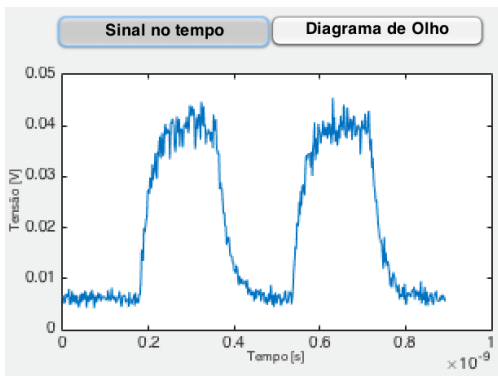
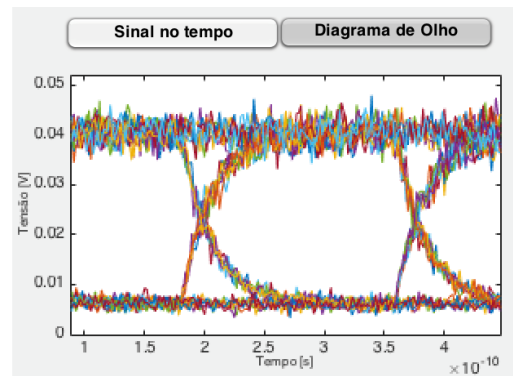


Figura 5.6 - Gráfico da potência ótica incidente no fotodetetor.

O simulador também permite visualizar graficamente o sinal à saída do amplificador elétrico, para a sequência lógica acima mencionada (Figura 5.7(a)), bem como o respetivo diagrama de olho (Figura 5.7(b)).



(a)



(b)

Figura 5.7 - Sinal à saída do amplificador elétrico.

(a) Sinal ao longo do tempo para a sequência lógica "01010";

(b) Diagrama de olho.

A tensão resultante à saída do amplificador com igualador,  $v(t)$ , é obtida tendo em conta a função de transferência do circuito, em que [33]:

$$v(t) = MR_0 p_i(t) * h(t) + v_n(t) \quad (5.1)$$

onde  $h(t)$  é a resposta impulsiva do amplificador elétrico e igualador e  $v_n(t)$  é a tensão de ruído do recetor.

A resposta impulsiva do amplificador elétrico é obtida a partir da transformada inversa de Fourier da respetiva função de transferência<sup>29</sup>. Por sua vez, a função de transferência  $H(f)$  é obtida a partir do ganho ( $G_A$ ) introduzido e considerando que o amplificador elétrico com igualador corresponde a uma função passa-baixo de 1ª ordem. Assim, a função de transferência contém apenas um polo, que corresponde à sua largura de banda a -3dB,  $B_{e,3dB} = f_{polo}$ :

$$H(f) = \frac{G_A}{1 + j \left( \frac{f}{f_{polo}} \right)} \quad (5.2)$$

O simulador apresenta também o diagrama de olho respetivo, onde vários impulsos são apresentados simultaneamente no mesmo gráfico, permitindo uma avaliação rápida do desempenho do recetor. A abertura do olho determina a facilidade com que o circuito de decisão opta pelos valores lógicos “0” ou “1”. Quanto maior for a abertura do olho, menor será a probabilidade de erro por parte do circuito de decisão do recetor [33]. A partir do diagrama de olho resultante para o presente exemplo (Figura 5.7(b)), pode depreender-se que o circuito de decisão cometerá poucos erros.

O simulador permite ainda visualizar as tensões resultantes das amostras para cada nível lógico, assim como um gráfico com as respetivas funções densidade de probabilidade (considerando que as amostras foram retiradas no instante ótimo de amostragem e sem interferência intersimbólica), tal como se pode ver na Figura 5.8.

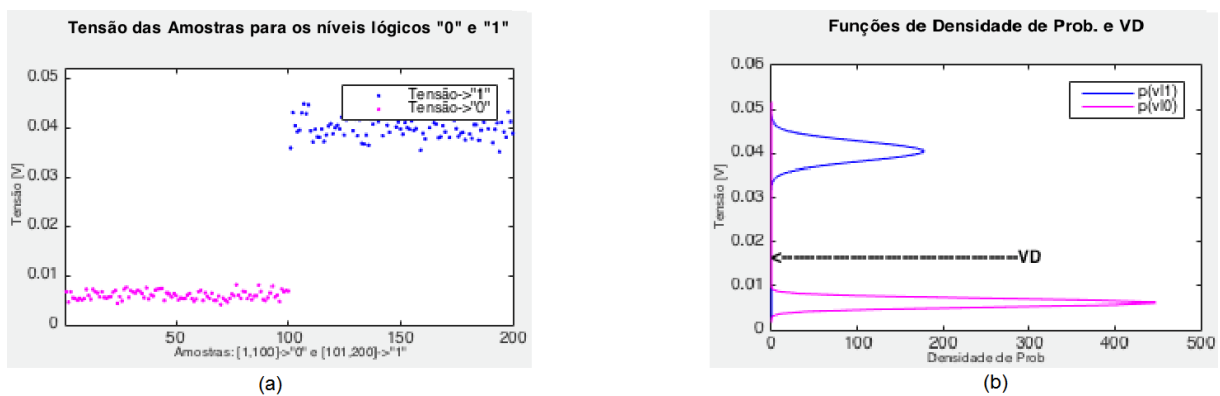


Figura 5.8 - Tensão das amostras para os níveis lógicos “0” e “1” e funções densidade de probabilidade.

- (a) Tensão das amostras para os valores lógicos “0” e “1”;  
 (b) Funções de densidade de probabilidade para os níveis lógicos “0” e “1” e tensão ótima de decisão ( $V_D$ ).

<sup>29</sup>  $h(t) = F^{-1} [H(f)] = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f) e^{j2\pi ft} df.$

Na Figura 5.8 (a) é apresentada a tensão resultante de 200 amostras, em que as primeiras 100 correspondem às tensões obtidas na entrada do circuito de decisão, quando foi enviado o valor lógico “0”. As restantes amostras correspondem às tensões obtidas na mesma situação, mas agora, para quando foi enviado o valor lógico “1”.

Por sua vez, a Figura 5.8 (b) mostra graficamente as funções de densidade de probabilidade condicionais  $P(V/0)$  e  $P(V/1)$ . Na mesma figura é ainda apresentada a tensão ótima de decisão,  $V_d$ , obtida através da expressão (4.9).

O simulador apresenta, por fim, o painel da Figura 5.9 com os principais resultados:

<b>Potência recebida [dBm]</b>	-26.37
<b>BER</b>	1.0192e-21
<b>SNR' [dB]</b>	18.82
<b>Ruído de Circuito [V^2]</b>	2.5e-08
<b>Ruído Quântico [V^2]</b>	2.154e-06

Figura 5.9 - Resultados da simulação.

- O campo “**Potência recebida [dBm]**” apresenta a potência recebida no recetor obtida a partir da expressão (4.1). Neste caso, resulta em  $P_r = -26,37$  dBm.

- O campo “**BER**” permite avaliar o desempenho por parte do recetor ótico. Dependendo do tipo de modulação, OOK ou PPM, o simulador utiliza a expressão (4.11) ou (4.14), respetivamente. No presente exemplo, o  $BER = 1,02 \times 10^{-21}$ .

- O campo “**SNR' [dB]**” representa a relação sinal-ruído obtida no instante ótimo de amostragem, considerando a razão de extinção entre o nível lógico “0” e “1”. Assim, tendo em conta que  $r = P_0 / P_1 = I_0 / I_1 = V_0 / V_1$ , a relação sinal-ruído é obtida pelo simulador através da expressão:

$$SNR' = SNR \left( \frac{1-r}{1+r} \right)^2 = \frac{\left( \frac{V_1 + V_0}{2} \right)^2}{\frac{\sigma_1^2 + \sigma_0^2}{2}} \left( \frac{1-r}{1+r} \right)^2 = \frac{\left( \frac{V_1 - V_0}{2} \right)^2}{\frac{\sigma_1^2 + \sigma_0^2}{2}} \quad (5.3)$$

Neste primeiro exemplo prático, o valor obtido, em unidades logarítmicas, foi de  $SNR' = 18,82$  dB.

- O campo “**Ruído de Circuito [V^2]**” traduz a variância da tensão de ruído de circuito obtida a partir da expressão (3.29). Para os valores introduzidos resulta em  $\sigma_c^2 = 2,5 \times 10^{-8} V^2$ .

- O campo “**Ruído Quântico [V<sup>2</sup>]**” resulta da variância da corrente de *ruído quântico* obtida a partir da expressão (3.23). Neste caso,  $\sigma_q^2 = 2,15 \times 10^{-6} V^2$ .

Com os dados inseridos, a ligação exigia um  $BER < 10^{-9}$ . Com base no simulador, o requisito foi cumprido com elevada margem, embora o simulador não tenha em conta outras perdas que podem ocorrer numa situação real.

## 2º Exemplo Prático

### Simulação do aumento da distância

Neste segundo exemplo consideram-se os mesmos parâmetros e valores do primeiro exemplo, à exceção da distância da ligação, cujo valor é alterado conforme está apresentado na Tabela 5.1. Na mesma tabela são ainda registados os valores resultantes da potência recebida, do BER, da relação sinal-ruído, do *ruído de circuito* e do *ruído quântico*. Para uma melhor perceção da evolução do BER é também apresentado o gráfico da Figura 5.10, construído a partir dos valores da Tabela 5.1.

Tabela 5.1 - Resultados obtidos em função da variação da distância da ligação.

Parâmetros	Resultados				
Distância da ligação (km)	$P_r$ [dBm]	BER	SNR' [dB]	$\sigma_c^2$ [V <sup>2</sup> ]	$\sigma_q^2$ [V <sup>2</sup> ]
5000	-26,37	$1,84 \times 10^{-21}$	18,82	$2,5 \times 10^{-8}$	$2,15 \times 10^{-6}$
10000	-32,40	$4,04 \times 10^{-6}$	12,60	$2,5 \times 10^{-8}$	$5,43 \times 10^{-7}$
15000	-35,92	0,001	8,78	$2,5 \times 10^{-8}$	$2,46 \times 10^{-7}$
20000	-38,42	0,02	5,89	$2,5 \times 10^{-8}$	$1,42 \times 10^{-7}$
25000	-40,35	0,06	3,50	$2,5 \times 10^{-8}$	$9,36 \times 10^{-8}$
30000	-41,94	0,11	1,41	$2,5 \times 10^{-8}$	$6,73 \times 10^{-8}$
35000	-43,28	0,16	-0,45	$2,5 \times 10^{-8}$	$5,15 \times 10^{-8}$
40000	-44,44	0,21	-2,15	$2,5 \times 10^{-8}$	$4,12 \times 10^{-8}$

Através dos resultados obtidos e da análise do gráfico da Figura 5.10, pode-se visualizar que, para os valores introduzidos neste exemplo, há um significativo aumento do BER com o aumento da distância da ligação. Note-se ainda que, apesar da ligação cumprir amplamente o requisito do BER para a distância inicial (5000 km), a partir dos 15000 km, com estes parâmetros, a ligação já não é viável. A potência recebida no recetor e a relação sinal-ruído diminuem, como seria de esperar, com o aumento da distância. O *ruído de circuito* manteve-se constante, visto que não se alteraram os parâmetros de ruído dos elementos elétricos. Já o *ruído quântico* diminuiu com o aumento da distância, visto que este tipo de ruído depende da potência recebida. Ora se a potência recebida foi decrescendo, o *ruído quântico* acompanhou este decaimento.



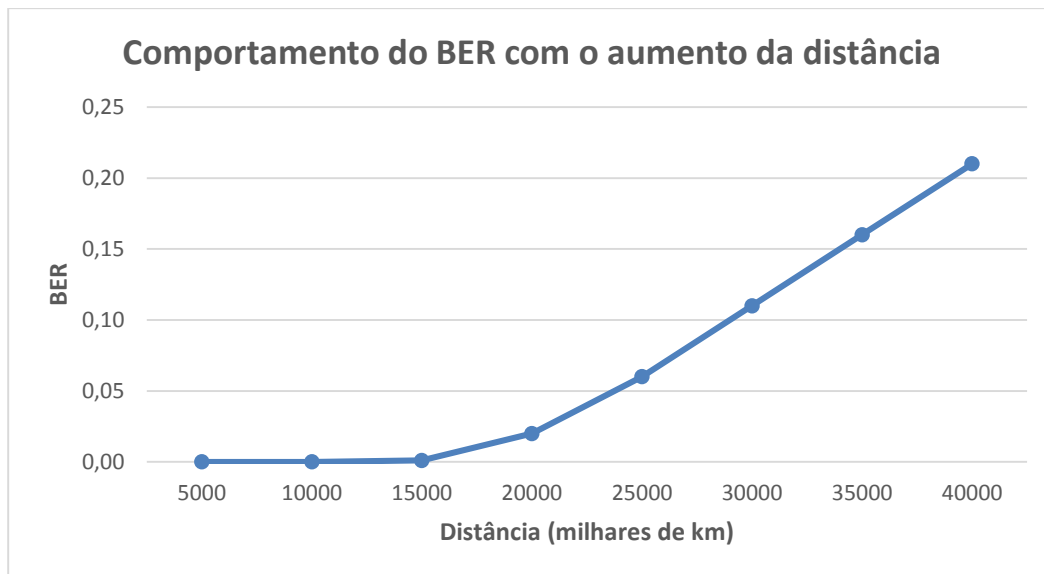


Figura 5.10 - Gráfico do desempenho do sistema em função da distância.

### 3º Exemplo Prático

#### Simulação de um caso real

Neste terceiro exemplo serão usados dados de uma ligação ótica, realizada em 2012, entre um satélite LEO e outro GEO: *AlphaSat* e *Sentinel 2-A* [30].

No painel de configuração dos parâmetros do emissor, introduziu-se uma potência ótica média  $P_t = 5 \text{ W}$ , um débito binário  $D_b = 2,8 \text{ Gbit/s}$ , um comprimento de onda  $\lambda = 1064 \text{ nm}$  e uma razão de extinção  $r = 0,152$ . Nos parâmetros da antena ótica, inseriu-se um diâmetro de abertura  $d_a = 13,5 \text{ cm}$  e uma eficiência  $\eta = 0,8$ . O tipo de modulação escolhido foi 2-PPM. Quanto à distância da ligação, considerou-se uma distância de 45000 km. Os parâmetros do recetor mantiveram-se os mesmos dos exemplos anteriores, isto é, a definição por defeito. Na Figura 5.11 está presente o painel com os resultados obtidos.

Potência recebida [dBm]	-35.44
BER	0.0001757
SNR' [dB]	9.31
Ruído de Circuito [V^2]	2.5e-08
Ruído Quântico [V^2]	2.7355e-07

Figura 5.11 - Resultados da simulação.

Esta ligação foi projetada para se obter um valor de  $BER < 10^{-8}$ , no entanto, no simulador, obteve-se um valor de  $8,14 \cdot 10^{-6}$ . O valor encontra-se acima do mínimo aceitável ( $10^{-6}$ ) e também acima do valor limite para o qual a ligação foi projetada. Contudo, o tipo de modulação utilizado na ligação real foi BPSK, enquanto no simulador se utilizou 2-PPM. Por outro lado, não são conhecidas as características específicas do recetor. Estes dois fatores podem ser considerados como hipóteses para justificar a diferença dos resultados esperados com os resultados obtidos.

## 4º Exemplo Prático

### Simulação com diferentes tipos de modulação

Neste exemplo consideram-se os mesmos parâmetros e valores do exemplo anterior, à exceção do tipo de modulação, que é alterado conforme é apresentado na Tabela 5.2. Na mesma tabela são ainda registados os valores resultantes do BER.

Tabela 5.2 - BER em função do tipo de modulação.

Tipo de Modulação	BER
OOK	$9,09 \cdot 10^{-4}$
2-PPM	$1,76 \cdot 10^{-4}$
4-PPM	$1,19 \cdot 10^{-4}$
8-PPM	$7,81 \cdot 10^{-5}$
16-PPM	$4,96 \cdot 10^{-5}$
32-PPM	$3,04 \cdot 10^{-5}$
64-PPM	$1,80 \cdot 10^{-5}$

O objetivo desta simulação é comparar o desempenho do sistema com os diferentes tipos de modulação. Através dos resultados obtidos, pode-se concluir que a modulação OOK apresenta o pior desempenho. Por outro lado, verifica-se que quanto maior é a ordem de modulação PPM, melhor é o desempenho ao nível do BER. Contudo, as melhorias no desempenho não são muito significativas à medida que se aumenta a ordem de modulação, sendo que o maior “salto” acontece quando se passa de 32 para 64-PPM. Portanto, a maior parte das vezes, a melhoria de desempenho que se obtém não compensa o aumento de complexidade subjacente a esta melhoria. É por esse motivo que, tradicionalmente, a ordem de modulação utilizada é a 2 (2-PPM). Neste caso, nenhuma das técnicas de modulação apresentadas permite obter uma ligação viável.

## 5º Exemplo Prático

### Simulação com diferentes tipos de fotodíodo

Com este exemplo pretende-se verificar o desempenho dos fotodíodos construídos com diferentes tipos de material. Para tal, consideraram-se os mesmos parâmetros e valores do exemplo 3, à exceção do tipo de material do fotodíodo. O fotodíodo considerado será o APD, uma vez que o *pin*, nas condições desta ligação, não permite uma ligação com desempenho aceitável. Os valores obtidos encontram-se presentes na Tabela 5.3.

Tabela 5.3 - Resultados obtidos em função da variação do tipo de material do fotodíodo APD.

Parâmetros	Resultados				
Tipo de material	$P_r$ [dBm]	BER	SNR'[dB]	$\sigma_c^2[V^2]$	$\sigma_q^2[V^2]$
Si	-35,44	$1,76 \cdot 10^{-4}$	9,31	$2,5 \cdot 10^{-8}$	$2,74 \cdot 10^{-7}$
InGaAs	-35,44	0,04	3,89	$2,5 \cdot 10^{-8}$	$1,39 \cdot 10^{-6}$
Ge	-35,44	0,22	-2,37	$2,5 \cdot 10^{-8}$	$3,03 \cdot 10^{-6}$

Com estes resultados, verifica-se que, entre os três materiais possíveis, o Si é o material com melhor desempenho. O facto de comprometer a ligação deve-se aos fatores apresentados no 3º Exemplo Prático. Contudo, a escolha do tipo de material do fotodíodo não é arbitrária e tem de ter em conta o comprimento de onda da ligação. Por exemplo, para o silício é mais adequado utilizar comprimentos de onda entre 400-1100 nm. Para verificar este tipo de situações, o simulador tem implementados controladores que permitem verificar se o tipo de material do fotodíodo escolhido é adequado ao comprimento de onda estipulado.

## 6º Exemplo Prático

### Simulação com o mínimo de ruído

Neste exemplo consideram-se os mesmos parâmetros e valores do exemplo 3, à exceção da *corrente escura* do fotodíodo, da raiz quadrada da densidade espectral de potência de ruído e da largura de banda equivalente de ruído. Introduzem-se os valores mínimos disponíveis no simulador para os dois primeiros casos que, por questões de programação, não são zero. Definiu-se portanto uma *corrente escura* de 0,01nA e uma raiz quadrada da DEP de ruído de  $0,001 \text{ pA} / \sqrt{\text{Hz}}$ . Considera-se assim a largura de banda equivalente de ruído mínima possível para a ligação, ou seja, 2301 MHz. Na Figura 5.12 está presente o painel com os resultados obtidos.

Potência recebida [dBm]	-35.44
BER	3.9475e-16
SNR' [dB]	16.20
Ruído de Circuito [V <sup>2</sup> ]	2.301e-16
Ruído Quântico [V <sup>2</sup> ]	6.1164e-08

Figura 5.12 - Resultados da simulação.

Comparando com os resultados obtidos na Figura 5.11, uma vez que se trata exatamente da mesma montagem, mas com os parâmetros de ruído por defeito, é possível observar uma melhoria substancial no desempenho da ligação, o que já seria de esperar. Com todos os parâmetros de ruído praticamente a zero e com a mesma potência recebida, a ligação já se torna viável e com elevada margem. Apesar de se tratar de uma simulação irrealista, na medida em que o ruído está sempre presente, permite verificar a influência do ruído no desempenho da ligação.

## 5.2 Análise de Resultados e Conclusões

O primeiro exemplo prático serviu para apresentar as diferentes potencialidades do simulador. Além dos diversos painéis da interface gráfica de introdução de dados e de resultados, foram ainda apresentadas algumas expressões implementadas no simulador, pelas quais este processa a informação introduzida e apresenta os resultados.

No segundo exemplo, o objetivo foi analisar a variação do desempenho do sistema com o aumento da distância da ligação. Apesar da ligação cumprir amplamente o requisito do BER para a distância projetada (5000 km), com o aumento da distância, a ligação deixa de ser viável (mais concretamente a partir dos 15000 km). Conclui-se portanto que a distância tem grande influência no desempenho de um sistema deste tipo, sobretudo devido à atenuação associada à mesma.

Com o terceiro exemplo, pretendeu-se testar o simulador para outro caso real. Verificou-se que, mesmo sem o tipo de modulação realmente implementado e não tendo dados concretos do recetor ótico e de outros parâmetros do sistema, o simulador apresenta-se como uma aproximação para testar este tipo de ligações.

No quarto exemplo, o objetivo foi analisar o desempenho da ligação com diferentes tipos de modulação. Foi possível verificar que, e tal como é referido na literatura [7], através da técnica de modulação OOK, sendo a técnica mais simples, também é a que apresenta piores resultados. Quanto à modulação PPM, mais eficaz que a OOK mas também mais complexa, concluiu-se que quanto maior a ordem de modulação, melhor é o desempenho ao nível do BER. Contudo, de acordo com a literatura e como também foi possível verificar, as melhorias no desempenho não são muito significativas à

medida que se aumenta a ordem de modulação. Assim, a maior parte das vezes, a melhoria de desempenho que se obtém não compensa o aumento de complexidade subjacente à mesma. É por esse motivo que a ordem de modulação PPM mais utilizada é a 2 (2-PPM) [30].

O quinto exemplo teve como objetivo analisar o desempenho dos fotodíodos construídos com diferentes tipos de material. Verificou-se que o material com melhor desempenho é o Si, sendo que os outros dois materiais (Ge e InGaAs) apresentam um desempenho bastante inferior. Porém, a escolha do tipo de material do fotodíodo não é ao acaso e deve ter em atenção o comprimento de onda utilizado [36].

No sexto e último exemplo, pretendeu-se analisar o desempenho do sistema de comunicação numa situação com ruído mínimo. Para a mesma potência ótica recebida do terceiro exemplo, verificou-se um aumento da relação sinal-ruído e uma diminuição dos restantes parâmetros: BER, *ruído de circuito* e *ruído quântico*. Assim, em comparação com o terceiro exemplo, que se trata da mesma montagem, mas com os parâmetros de ruído por defeito, é possível verificar a influência do ruído na ligação.

## Capítulo 6

# 6 Conclusões Finais e Perspetivas de Trabalho Futuro

## 6.1 Conclusões Finais

Tendo em conta a crescente importância das comunicações óticas a nível comercial e militar, a presente dissertação teve como objetivo estudar um sistema de intercomunicação de satélites usando *lasers*. O estudo permitiu definir os subsistemas emissor e recetor, bem como analisar as principais características associadas a estes sistemas de comunicação. Aliado a este o estudo, foi também objetivo da dissertação a elaboração de um programa que permite a simulação de ligações óticas inter-satélites.

O desenvolvimento destas ligações surge devido às necessidades de maior largura de banda, originadas sobretudo pelo aumento do tráfego nas redes de telecomunicações e da Internet. Deste modo, a necessidade de larguras de banda cada vez maiores, torna essencial o desenvolvimento de sistemas de comunicação óticos, tanto de base terrestre, como espacial.

No capítulo 2 desta dissertação analisaram-se temas fundamentais para o posterior estudo do sistema de comunicação ótico, delineando-se assim o enquadramento teórico. Numa primeira fase, foram abordados os tipos de satélites existentes e as suas respetivas órbitas. Posteriormente, foram analisados os principais parâmetros e características das ligações inter-satélites, bem como os aspetos relacionados com a fiabilidade dos sistemas eletrónicos em ambiente espacial. Verificou-se que o ambiente espacial é um ambiente hostil para os sistemas eletrónicos e, como tal, é necessário a implementação de técnicas/tecnologias para os tornar resistentes ou, pelo menos, aumentar a sua robustez a este tipo de ambiente. Ainda neste capítulo foram abordadas algumas tecnologias que permitem aumentar a eficiência das ligações óticas inter-satélites, tal como os sistemas PAT.

O capítulo 3 envolveu o estudo e análise do diagrama de blocos *standard* de um sistema de comunicação ótico. Neste diagrama de blocos foram considerados o modulador/desmodulador, o *laser*, as antenas óticas, o fotodetetor e o amplificador elétrico. Relativamente ao modulador/desmodulador, foram analisadas as técnicas de modulação mais comuns, tendo sido alvo de estudo mais aprofundado as técnicas OOK e PPM, por serem aquelas que foram implementadas no simulador. Verificou-se que são técnicas relativamente simples (nomeadamente a OOK) e que, por isso, a sua implementação é mais acessível em contexto de simulação. Quanto ao *laser*, foram abordados os vários tipos existentes, assim com as suas principais características. Verificou-se que os mais utilizados nos sistemas de comunicação em estudo são os de estado sólido, nomeadamente os semicondutores e de cristais. Relativamente às antenas óticas, estas foram apenas abordadas num contexto introdutório, visto que o seu estudo não era objetivo da presente dissertação. Analisou-se, posteriormente, o componente principal de receção, o fotodetetor, tendo sido estudados dois tipos de fotodíodo, o *pin* e o APD. Por fim, como último

elemento do diagrama de blocos foi abordado o amplificador elétrico. Este também não foi alvo de estudo pormenorizado, tendo sido apenas consideradas as suas principais características.

O capítulo 4 foi dedicado ao estudo do funcionamento do simulador. A janela de simulação foi analisada, tendo em conta os respetivos parâmetros de entrada e de saída. Apresentou-se também o modelo matemático implementado no simulador, juntamente com algumas considerações do BER. Verificou-se que o BER, neste tipo de sistemas de comunicação, deve ser inferior a  $10^{-6}$ , sendo que, tipicamente, se situa entre  $10^{-6}$  e  $10^{-9}$ .

Por fim, o capítulo 5 foi reservado para testes e comparação de resultados. Os ensaios realizados tiveram dois objetivos fundamentais. O primeiro era averiguar o nível de aproximação que o simulador apresenta em situações práticas reais. O segundo era retirar conclusões variando alguns parâmetros implementados no simulador, tal como a distância e o tipo de modulação. Pode-se dizer que ambos os objetivos foram cumpridos, como foi possível verificar no capítulo anterior (nomeadamente na secção 5.2).

O simulador não necessita de grandes requisitos, é prático e é acompanhado por um tutorial para auxiliar a sua utilização. Pode ser executado em computadores com diferentes sistemas operativos (*Windows* e *Mac*) e, para isso, basta instalar a ferramenta MCR (*Matlab Compiler Runtime*). Após a referida instalação, o computador não precisa de nenhuma versão do MATLAB para executar o simulador.

Foram implementados controladores que, de acordo com limitações físicas e considerações teóricas, impedem que certas opções sejam tomadas pelo utilizador do simulador, mostrando avisos e possibilitando a correção automática dessas mesmas opções. Os resultados são apresentados numericamente e graficamente para uma melhor e mais rápida análise dos mesmos.

Em suma, e além de terem sido atingidos os objetivos, a realização desta dissertação permitiu adquirir um vasto leque de conhecimentos na área dos sistemas de satélites e, mais especificamente, na comunicação ótica entre os mesmos. É de salientar ainda a prática e experiência obtidas ao nível da programação.

## 6.2 Perspetivas de Trabalho Futuro

Uma vez que esta dissertação é inovadora e sobre um tema muito atual existem um conjunto de trabalhos futuros que podem ser realizados com base na mesma:

- **Estudo e simulação de uma antena ótica para comunicações inter-satélites.**

Estes componentes são essenciais para o sucesso das ligações espaciais via *laser* e têm tido uma grande evolução. Seria, portanto, interessante perceber mais aprofundadamente o seu funcionamento e as suas características, bem como o avaliar o seu desempenho, através de simulações, em diferentes situações.

- **Projeto, construção e teste do emissor e/ou recetor.**

Nesta dissertação foram descritos os principais elementos do emissor e recetor óticos, que constituem estes tipos de sistemas de comunicação espacial. No futuro, poderia ser

realizado um trabalho utilizando essa informação, para a concepção de um emissor e/ou recetor óticos e a sua eventual validação experimental.

Quanto ao simulador desenvolvido nesta dissertação, trabalhos futuros poderão aperfeiçoá-lo na:

- Implementação de mais técnicas de modulação para além daquelas implementadas. A investigação de técnicas de modulação mais eficientes está continuamente a ser executada e o aparecimento de novas técnicas é uma realidade. No entanto, é importante salientar que, a maioria das vezes, associado a um aumento de eficiência está um consequente aumento de complexidade, o que dificulta, por vezes, a sua implementação em contexto de programação.
- Implementação do modelo relativo às perdas de apontamento. Refere-se às perdas devido às vibrações do sistema de pontaria, bem como da imperfeita incidência do feixe laser emitido no recetor ótico. Trata-se de um modelo complexo, mas que é bastante importante em ligações óticas entre satélites, em que a sincronização entre o emissor e o recetor é essencial para uma eficiente ligação.

As comunicações óticas inter-satélites são um campo inovador, com inúmeras potencialidades a curto e médio prazo, tanto no âmbito civil, como militar. Esta dissertação constitui uma contribuição em que se procurou estudar os vários parâmetros que influenciam estas ligações, as suas condicionantes e o seu impacto no desempenho do sistema global, através da construção de um simulador do sistema ótico. Tanto o simulador, como a dissertação, serão ferramentas muito úteis para a implementação do sistema, a realizar numa fase posterior.



## Referências

- [1] D. Misra, D. Misra e S. P. Tripathi, "Satellite Communication Advancement, Issues, Challenges and Applications," *International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering*, vol. 2, nº 4, pp. 1681-1686, 2013.
- [2] Tenente-Coronel Mendes Dias, "O Espaço na Guerra Futura," *Revista Militar*, vol. 2453/2454 Junho/Julho, 2006.
- [3] L. B. dos Santos, "Análise de sistemas de comunicação utilizando óptica no espaço livre," Dissertação de Mestrado, Instituto Militar de Engenharia, Rio de Janeiro, Brasil, 2008.
- [4] C. F. Barbosa, "Análise de parâmetros envolvidos na implantação de um sistema de comunicação utilizando ótica no espaço livre," Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória, Brasil, 2008.
- [5] H. Hemmati, "Laser Communications: From Terrestrial Broadband to Deep-Space," em *16th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, Graz, 2014.
- [6] T. S. Hanzra e G. Singh, "Performance of Free Space Optical Communication System with BPSK and QPSK Modulation," *IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering*, vol. 1, nº 3, pp. 38-43, 2012.
- [7] P.-J. Oscarsson, "Simulation of Optical Communication for Formation Flying Spacecraft," Dissertação de Mestrado, Universidade de Uppsala, Uppsala, Suécia, 2008.
- [8] Lelee Laser, "Ground aircraft communicate through live geosynchronous satellite laser link," 3 Julho 2012. [Online].  
Available: [http://www.leleelaser.com/news\\_more.aspx?InfoCode=0398054664](http://www.leleelaser.com/news_more.aspx?InfoCode=0398054664). [Acedido em 29 Junho 2015].
- [9] Tesat-Spacecom, [Online]. Available: <http://www.tesat.de/en/>. [Acedido em 27 Junho 2015].
- [10] P. Pimentel, U. Sterr, S. Kuhlmann e M. Lutzer, "Laser Com in space, the operational concept," em *SpaceOps Conferences*, Pasadena, 2014.
- [11] L. Zhou, C. Wen e B. Liu, "Optical system in laser inter-satellites communication," em *International Conference on Computer Science and Information Technology*, Singapura, 2008.
- [12] M. S. Mazalkova, "The system of laser inter-satellite communication," em *11th International Conference on COMMUNICATIONS*, Creta, 2007.
- [13] A. M. Hammadi e E. M. Zghair, "Transmission Performance Analysis of Three Different Channels in Optical Communication Systems," *International Journal of Scientific & Engineering Research*, vol. 5, nº 2, pp. 1615-1618, 2014.
- [14] V. Santos e S. Gomes, "Satélites Artificiais: Fundamentos físicos e utilidades," em *IX Congresso de Iniciação Científica do IFRN*, Natal, 2013.

- [15] E. Seedhouse, "Military Satellites - Current Status and Future Prospects," 8 Março 2012. [Online]. Available: <http://www.spaceref.com/news/viewnews.html?id=1622>. [Acedido em 25 Agosto 2015].
- [16] P. Smith, "Fact File: The Importance of Military Satellites," 12 Abril 2015. [Online]. Available: <http://aerocommetals.co.uk/blog/post.php?s=2015-04-14-fact-file-the-importance-of-military-satellites>. [Acedido em 25 Agosto 2015].
- [17] H. Riebeek, "Catalog of Earth Satellite Orbits," 4 Setembro 2009. [Online]. Available: <http://earthobservatory.nasa.gov/Features/OrbitsCatalog/page1.php>. [Acedido em 26 Agosto 2015].
- [18] C. Sánchez, "Es lo mismo órbita geocéntrica, geosíncrona y geoestacionaria?," 7 Novembro 2011. [Online]. Available: <http://enroquedeciencia.blogspot.pt/2011/11/es-lo-mismo-orbita-geocentrica.html>. [Acedido em 26 Agosto 2015].
- [19] P. Carlo e L. Roberto, *Intersatellite link for Earth Observation Satellites constellation*, American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2006.
- [20] V. Aguiar, "Efeitos de Radiação em Dispositivos Eletrônicos com Feixes de Íons Pesados," Dissertação de Mestrado, Universidade de São Paulo, São Paulo, Brasil, 2014.
- [21] K. A. LaBel, *Radiation Effects on Electronics*, NASA, 2004.
- [22] L. Johnson, *Understanding Space Radiation*, NASA, 2002.
- [23] K. Karthik e B. Shivram, "Protection of communication system from solar flares," em *22 Annual AIAA/USU Conference on Small Satellites*, Utah, 2008.
- [24] M. Paiva, *Nanotubos de carbono*, Universidade do Minho, 2007.
- [25] D. Salisbury, "Designing diamond circuits for extreme environments," 4 Agosto 2011. [Online]. Available: <http://news.vanderbilt.edu/2011/08/nanodiamond/>. [Acedido em 28 Agosto 2015].
- [26] Earth Observation Portal, "EDRS (European Data Relay Satellite) Constellation," 2015. [Online]. Available: <https://directory.eoportal.org/web/eoportal/satellite-missions/e/edrs>. [Acedido em 24 Maio 2015].
- [27] S. R. Alluru, "A System Design of an Optical Wireless Communication System for Cubesats," Dissertação de Mestrado, Universidade da Flórida, Flórida, EUA, 2010.
- [28] B. Eppele, "Development and Implementation of a Pointing, Acquisition and Tracking System for Optical Free-Space Communication Systems on High Altitude Platforms," Institut für Informatik, Munique, 2005.
- [29] D. Vilela, J. Santos, L. Brandão e M. Breda, "Estudo da Viabilidade de Comunicações Óticas no Espaço Aberto," 9 Abril 2012. [Online]. Available: [http://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialfsoeab1/pagina\\_3.asp](http://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialfsoeab1/pagina_3.asp). [Acedido em 20 Dezembro 2014].

- [30] S. Gagnon, B. Sylvestre, L. Gagnon, A. Koujelev, D. Gratton e S. Hranilovic, "Recent developments in satellite laser communications: Canadian context," em *International Conference on Space Optical Systems and Applications*, Ajaccio, 2012.
- [31] J. Gilley, "Digital Phase Modulation: A Review of Basic Concepts," 7 Agosto 2003. [Online]. Available: [http://www.photonteck.com/upfile/2014/05/27/20140527165836\\_983.pdf](http://www.photonteck.com/upfile/2014/05/27/20140527165836_983.pdf). [Acedido em 27 Agosto 2015].
- [32] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communications*, Third Edition, Nova Iorque: John Wiley & Sons, Inc., 2002.
- [33] M. Coelho, "Simulador de Receptor Óptico Digital de Modulação de Intensidade e Detecção Directa," Dissertação de Mestrado, Instituto Superior Técnico, Lisboa, 2009.
- [34] A. Cartaxo, *Transmissão por Fibra Óptica*, Lisboa: Instituto Superior Técnico, 2005.
- [35] C.-L. Tsai e Z.-F. Xu, "Line-of-Sight Visible Light Communications With InGaN-Based Resonant Cavity LEDs," *IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS*, vol. 25, nº 18, pp. 1793-1796, 2013.
- [36] G. Keiser, *Optical Fiber Communications*, Singapura: McGraw-Hill International Editions, 1991.
- [37] L. Huff, "The VCSEL Advantage," 22 Junho 2011. [Online]. Available: <http://opticalcomponents.blogspot.pt/2011/06/vcsl-advantage.html>. [Acedido em 26 Julho 2015].
- [38] M. Gregory, F. Heine, H. Kampfner, R. Meyer, R. Fields e C. Lunde, "Tesat Laser Communication Terminal Performance Results on 5.6 GBit Coherent Inter-satellite and Satellite to Ground Links," em *International Conference on Space Optics*, Rhodes, Grécia, 2010.
- [39] H. Kaushal e G. Kaddoum, "Free Space Optical Communication: Challenges and Mitigation Techniques," 16 Junho 2015. [Online]. Available: [arxiv.org](http://arxiv.org). [Acedido em 27 Agosto 2015].
- [40] D. Aviv, *Laser Space Communications*, Norwood: Artech House, 2006.
- [41] O. Kharraz e D. Forsyth, "Performance comparisons between PIN and APD photodetectors for use in optical," *Optik Optics*, vol. 124, nº 13, p. 1493–1498, 2013.
- [42] M. Zaki, H. Fayed, A. Aziz e M. Aly, "The Influence of Varying the Optical Wavelength on ISL Performance Recognizing High Bit Rates," *IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering*, vol. 9, nº 1, pp. 64-70, 2014.
- [43] C. Rochow, M. Gregory, F. Heine, H. Kaempfer, P. Martin-Pimentel, D. Troendle e U. Sterr, "Laser Com in space, the operational concept," em *SpaceOps Conferences*, Califórnia, 2014.
- [44] K. Fox, "NASA's Van Allen Probes Spot an Impenetrable Barrier in Space," 26 Novembro 2014. [Online]. Available: <http://www.nasa.gov/content/goddard/van-allen-probes-spot-impenetrable-barrier-in-space>. [Acedido em 26 Junho 2015].

- [45] B. Mendez, "Solar Flares and Coronal Mass Ejections," 12 Agosto 2004. [Online]. Available: [http://www.nasa.gov/audience/foreducators/9-12/features/F\\_Dangers\\_of\\_Solar\\_Flares\\_and\\_CME.html#.VZXPeXNVikp](http://www.nasa.gov/audience/foreducators/9-12/features/F_Dangers_of_Solar_Flares_and_CME.html#.VZXPeXNVikp). [Acedido em 27 Junho 2015].
- [46] USGS, *Landsat 8 (L8) - Data Users Handbook*, Sioux Falls, 2015.
- [47] Estado-Maior do Exército, Regulamento de Campanha - Operações, Lisboa: Exército Português, 2005 .
- [48] ESA, "Successful optical data relay link between OICETS and ARTEMIS," 9 Dezembro 2005. [Online]. Available: [http://www.esa.int/Our\\_Activities/Telecommunications\\_Integrated\\_Applications/Successful\\_optical\\_data\\_relay\\_link\\_between\\_OICETS\\_and\\_Artemis](http://www.esa.int/Our_Activities/Telecommunications_Integrated_Applications/Successful_optical_data_relay_link_between_OICETS_and_Artemis). [Acedido em 28 Junho 2015].
- [49] Jet Propulsion Laboratory, "Missions," [Online]. Available: <http://www.jpl.nasa.gov>. [Acedido em 28 Junho 2015].
- [50] ESA, "What is ESA?," 22 Maio 2015. [Online]. Available: [http://www.esa.int/About\\_Us/Welcome\\_to\\_ESA/What\\_is\\_ESA](http://www.esa.int/About_Us/Welcome_to_ESA/What_is_ESA). [Acedido em 26 Junho 2015].
- [51] E. Buchen e D. DePasquale, *Nano/Microsatellite Market Assessment*, Atlanta: SpaceWorks Enterprises, 2014.

## Anexo A – Tutorial do Simulador

A Figura A. 1 corresponde à janela de simulação do simulador do sistema de comunicação espacial via *laser*. Apresentam-se os vários parâmetros que o utilizador pode dimensionar e os vários resultados que pode obter.

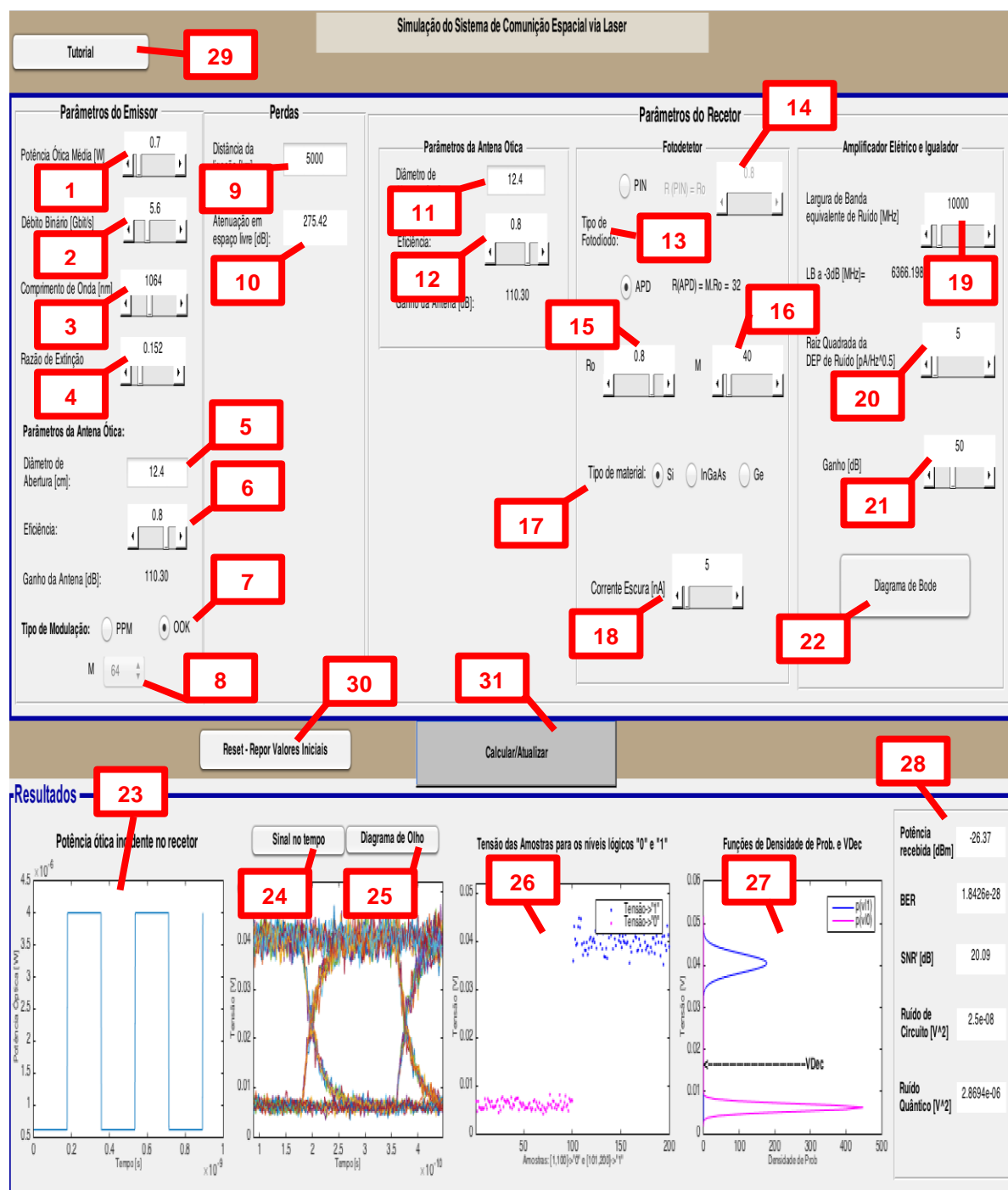


Figura A. 1 - Janela de simulação.

Na Figura A. 1, os elementos numerados têm as seguintes funções:

#### Parâmetros do Emissor

- *Slider 1*: Definição do valor da **potência ótica média** da fonte ótica. O respetivo *slider* permite variar o seu valor entre 0 e 10 W, tendo em conta as potências óticas utilizadas atualmente.
- *Slider 2*: Definição do valor do **débito binário**, cujo valor pode variar entre 0 e 20 Gbps, baseado nos débitos binários das atuais ligações.
- *Slider 3*: Definição do valor do **comprimento de onda** do sinal, que está limitado entre 600 e 1800 nm. Estes limites são impostos tendo em consideração os valores da responsividade dos materiais, bem como das fontes óticas utilizadas.
- *Slider 4*: Definição do valor da **razão de extinção**, que corresponde à razão entre a potência ótica do valor lógico “0” e a potência ótica do valor lógico “1”:

$$r = \frac{P_{\min}}{P_{\max}}$$

Como  $P_{\min} < P_{\max}$ , logo a razão de extinção varia entre  $0 < r < 1$ .

- *Edit 5*: Introdução do valor do **diâmetro de abertura** da antena ótica de emissão (em centímetros). Clicar em “Enter” para validar o valor.
- *Slider 6*: Definição da **eficiência** da antena ótica de emissão. O respetivo *slider* permite variar o seu valor entre 0 e 1.
- *Radio Button 7*: Determinação do **tipo de modulação** a utilizar: PPM ou OOK.
- *Combo box 8*: Determinação da **ordem de modulação** da modulação PPM. A ordem de modulação pode variar entre 2, 4, 8, 16, 32 ou 64-PPM.

#### Perdas

- *Edit 9*: Introdução do valor da **distância da ligação**, isto é, a distância entre satélites (em quilómetros). Clicar em “Enter” para validar o valor.

- *Edit* 11: Introdução do valor do **diâmetro de abertura** da antena ótica de receção (em centímetros). Clicar em “*Enter*” para validar o valor.
- *Slider* 12: Definição da **eficiência** da antena ótica de emissão. O respetivo *slider* permite variar o seu valor entre 0 e 1.
- *Radio Button* 13: Determinação do **tipo de fotodetetor** a utilizar: *pin* ou APD.
- *Slider* 14 e 15: Definição do valor da **responsividade**. A responsividade depende da eficiência quântica do fotodetetor e do comprimento de onda do sinal ótico. Normalmente, tem valores compreendidos entre 0,4 e 0,95 [36]. O presente simulador permite variar o valor da responsividade entre 0 e 1.
- *Slider* 16: Definição do valor do **ganho de avalanche** originado no interior do fotodiodo APD. Este tem valores típicos entre 10 e 400, no entanto, o simulador permite variar entre 1 e 600 [36].
- *Radio Button* 17: Determinação do **tipo de material** que constitui o fotodetetor: Arsenieto de Índio-Gálio (InGaAs), Germânio (Ge) ou Silício (Si). Estes são os materiais mais utilizados no fabrico dos fotodiodos utilizados nas comunicações óticas.
- *Slider* 18: Definição do valor da **corrente escura** que está presente no fotodetetor, mesmo sem qualquer sinal ótico incidente. Idealmente seria nula, contudo, na realidade existe e tem valores típicos na ordem dos nA. O respetivo *slider* permite variar o seu valor entre 0,01 e 500 nA.
- *Slider* 19: Definição do valor da **largura de banda equivalente de ruído** do amplificador elétrico. Tendo em conta os débitos binários permitidos pelo simulador e a relação que estes têm com a largura de banda equivalente de ruído, o simulador permite introduzir valores entre 0,5 MHz e 100 GHz.
- *Slider* 20: Definição do valor da **raiz quadrada da densidade espectral de potência de ruído** introduzida pelo amplificador elétrico (medida que normalmente está presente nos catálogos dos recetores óticos), com valores típicos na ordem dos  $pA / \sqrt{Hz}$ . O simulador permite introduzir valores entre  $1 fA / \sqrt{Hz}$  e  $1 nA / \sqrt{Hz}$ .
- *Slider* 21: Definição do valor do **ganho** do amplificador elétrico. O simulador permite introduzir valores entre 0 e 140 dB.

- Botão 22: Ao ser premido, o simulador apresenta o **diagrama de Bode** da função de transferência resultante do amplificador elétrico.
- Gráfico 23: Visualização da **potência do sinal ótico NRZ** ao longo do tempo na entrada do fotodetetor, já tendo em conta os ganhos das antenas (de emissão e receção) e a atenuação da ligação.
- Botão 24: Ao ser premido apresenta o **gráfico da tensão obtida** à saída do amplificador elétrico ao longo do tempo, para a sequência lógica "01010".
- Botão 25: Ao ser premido apresenta o **diagrama de olho** da tensão obtida à saída do amplificador elétrico.
- Gráfico 26: Visualização das **tensões resultantes de 200 amostras**, em que as primeiras 100 amostras correspondem às tensões obtidas na entrada do circuito de decisão, quando foi enviado o valor lógico "0", enquanto que as restantes amostras correspondem às tensões obtidas na mesma situação, mas quando foi enviado o valor lógico "1" (considerando que as amostras foram retiradas no instante ótimo de amostragem e sem interferência inter-simbólica).
- Gráfico 27: Visualização das **funções de densidade de probabilidade condicionais** da tensão das amostras, para quando foi enviado um "0",  $P(V/0)$ , e para quando foi enviado um "1",  $P(V/1)$ . No mesmo gráfico é ainda apresentada a tensão ótima de decisão.
- Painel 28: Visualização dos valores numéricos resultantes para a **potência recebida, taxa de erros binários (BER)**, a **relação sinal-ruído** obtida no instante ótimo de amostragem, a variância da tensão de **ruído de circuito** e a variância da tensão de **ruído quântico**.

- Botão 29: Apresenta o **tutorial do simulador**, que serve de ajuda de navegação ao utilizador;
- Botão 30: Tal como o próprio nome indica, "**Reset – Repor Valores Iniciais**", serve para repor os valores de defeito do simulador. Poderá ser útil entre duas simulações diferentes, não sendo necessária a reposição manual dos valores das variáveis.
- Botão 31: Serve para **executar ou atualizar os resultados** de uma simulação, após a introdução ou alteração de dados das variáveis.